

UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas  
FEEC - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Marcelo Gradella Villalva

# Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica

Tese apresentada para a obtenção do  
título de Doutor em Engenharia Elétrica

Área de concentração: Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

Banca examinadora:

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (presidente) - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. André Augusto Ferreira - UFJF/Juiz de Fora

Prof. Dr. Fernando Pinhabel Marafão - UNESP/Sorocaba

Prof. Dr. Walmir de Freitas Filho - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. José Antenor Pomilio - FEEC/UNICAMP

Campinas, São Paulo, Brasil

21/10/2010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

V711c Villalva, Marcelo Gradella  
Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica / Marcelo Gradella Villalva. --Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho.  
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Geração distribuída de energia elétrica. 2. Energia solar. 3. Efeito fotovoltaico. 4. Eletrônica de potência. 5. Inversores elétricos. I. Ruppert Filho, Ernesto. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Three-phase power converter for grid-connected photovoltaic system

Palavras-chave em Inglês: Distributed generation of electricity, Solar energy,

Photovoltaic effect, Power electronics, Electrical inverters

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: André Augusto Ferreira, Fernando Pinhabel Marafão, José

Antenor Pomilio, Waldir de Freitas Filho

Data da defesa: 21/10/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

**Candidato:** Marcelo Gradella Villalva

**Data da Defesa:** 21 de outubro de 2010

**Título da Tese:** "Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica"

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente):

Prof. Dr. André Augusto Ferreira:

Prof. Dr. Fernando Pinhabel Marafão:

Prof. Dr. José Antenor Pomílio:

Prof. Dr. Walmir de Freitas Filho:

# Resumo

Este trabalho é uma contribuição ao estudo de conversores eletrônicos para sistemas fotovoltaicos de geração distribuída de energia elétrica. O objetivo principal é apresentar o desenvolvimento e os resultados de um conversor eletrônico trifásico para a conexão de um conjunto de painéis solares fotovoltaicos à rede elétrica de baixa tensão. São apresentados resultados experimentais e estudos teóricos sobre a modelagem e a simulação de dispositivos fotovoltaicos, a regulação da tensão fotovoltaica, o rastreamento da máxima potência e a modelagem e o controle de um conversor eletrônico de dois estágios.

**Palavras-chave:** Geração distribuída de energia elétrica, energia solar, efeito fotovoltaico, eletrônica de potência, inversores elétricos.

# Abstract

This work is a contribution to the study of power converters for photovoltaic distributed generation systems. The main objective is to present the development and results of a three-phase power converter for a grid-connected photovoltaic plant. The work presents experimental results and theoretical studies on the modeling and simulation of photovoltaic devices, regulation of the photovoltaic voltage, maximum power point tracking, and the modeling and control of a two-stage grid-connected power converter.

**Keywords:** Distributed generation of electricity, solar energy, photovoltaic effect, power electronics, electrical inverters.



Este trabalho foi apoiado por:

FAPESP - Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo

CNPQ - Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico

CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior

# Conteúdo

Lista de figuras	xv
Lista de tabelas	xxxi
Lista de símbolos	xxxiii
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Geração distribuída e fontes alternativas . . . . .	1
1.2 Panorama da energia solar fotovoltaica no Brasil . . . . .	5
1.3 Objetivos e justificativa . . . . .	6
1.4 Conclusões . . . . .	9
<b>2 Dispositivos e sistemas fotovoltaicos</b>	<b>11</b>
2.1 Introdução . . . . .	11
2.2 Dispositivos fotovoltaicos . . . . .	12
2.2.1 Histórico e desenvolvimentos recentes . . . . .	12
2.2.2 Funcionamento dos dispositivos fotovoltaicos . . . . .	14
2.2.3 Radiação solar . . . . .	17
2.3 Sistemas fotovoltaicos . . . . .	19
2.3.1 Organização dos sistemas fotovoltaicos . . . . .	19
2.3.2 Recursos necessários nos sistemas conectados à rede . . . . .	21
2.3.3 Conjuntos ou arranjos fotovoltaicos . . . . .	23

2.3.4	Topologias dos sistemas e estruturas de conversores . . . . .	24
2.4	Requisitos para a conexão com a rede elétrica . . . . .	30
2.5	Conclusões . . . . .	36
<b>3</b>	<b>Modelagem e simulação de dispositivos fotovoltaicos</b>	<b>37</b>
3.1	Modelagem de dispositivos fotovoltaicos . . . . .	38
3.1.1	Célula fotovoltaica ideal . . . . .	38
3.1.2	Dispositivo fotovoltaico prático . . . . .	39
3.1.3	Ajuste do modelo fotovoltaico . . . . .	44
3.2	Simulação de dispositivos e arranjos fotovoltaicos . . . . .	52
3.2.1	Dispositivo fotovoltaico . . . . .	53
3.2.2	Arranjo de dispositivos fotovoltaicos . . . . .	54
3.2.3	Arranjo fotovoltaico com efeito de sombreamento parcial . . . . .	56
3.3	Conclusões . . . . .	60
<b>4</b>	<b>Regulação da tensão fotovoltaica</b>	<b>63</b>
4.1	Introdução . . . . .	63
4.2	Modelagem do dispositivo fotovoltaico . . . . .	66
4.3	Modelagem de pequenos sinais do conversor . . . . .	67
4.3.1	Equações de estado médias . . . . .	69
4.3.2	Função de transferência de pequenos sinais . . . . .	70
4.4	Análise em malha aberta . . . . .	72
4.5	Análise em malha fechada . . . . .	74
4.6	Influência de $R_C$ e $R_L$ e cuidados no projeto do compensador . . . . .	77
4.7	Análise do sistema em diferentes pontos de operação . . . . .	82
4.7.1	Análise em malha aberta . . . . .	89
4.7.2	Análise em malha fechada . . . . .	94
4.8	Conclusões . . . . .	95

<b>5</b>	<b>Rastreamento da máxima potência fotovoltaica</b>	<b>97</b>
5.1	Introdução . . . . .	97
5.2	Métodos de rastreamento para condições uniformes de operação . . . . .	98
5.2.1	Perturbação e observação . . . . .	98
5.2.2	Fração da tensão de circuito aberto . . . . .	99
5.2.3	Fração da corrente de curto-circuito . . . . .	100
5.2.4	Condutância incremental . . . . .	101
5.2.5	Métodos alternativos . . . . .	102
5.3	Comparação entre os métodos de MPPT . . . . .	103
5.4	Considerações sobre o desempenho dos métodos de MPPT com o emprego de um conversor eletrônico . . . . .	104
5.5	Métodos de rastreamento para condições irregulares de operação . . . . .	118
5.6	Conclusões . . . . .	121
<b>6</b>	<b>Controle e sincronismo do conversor CC-CA trifásico conectado à rede</b>	<b>123</b>
6.1	Introdução . . . . .	123
6.2	Modelagem do conversor para o controle das correntes . . . . .	124
6.2.1	Conversor em variáveis trifásicas estacionárias $abc$ . . . . .	124
6.2.2	Conversor em variáveis ortogonais estacionárias $\alpha\beta$ . . . . .	126
6.2.3	Conversor em variáveis ortogonais síncronas $dq$ . . . . .	128
6.3	Controle das correntes de saída do conversor . . . . .	132
6.3.1	Controle proporcional e integral em variáveis estacionárias . . . . .	132
6.3.2	Controle proporcional e integral em variáveis ortogonais síncronas . . . . .	135
6.3.3	Controle proporcional e ressonante em variáveis estacionárias . . . . .	143
6.4	Sincronismo com a rede elétrica e controle da tensão de entrada . . . . .	146
6.4.1	Sistema de sincronismo com as tensões da rede . . . . .	146
6.4.2	Controle da tensão do barramento CC . . . . .	147
6.5	Conclusões . . . . .	150

<b>7</b>	<b>Construção de um sistema fotovoltaico com conversor de dois estágios trifásico conectado à rede elétrica</b>	<b>151</b>
7.1	Introdução . . . . .	151
7.2	Conjunto fotovoltaico . . . . .	152
7.3	Estágio CC-CC . . . . .	155
7.3.1	Escolha da estrutura do conversor e suas características . . . . .	155
7.3.2	Modelagem do conversor . . . . .	158
7.3.3	Sistema de controle da tensão de entrada . . . . .	162
7.3.4	Simulação do conversor . . . . .	164
7.3.5	Resultados experimentais . . . . .	164
7.4	Estágio CC-CA . . . . .	170
7.4.1	Estrutura do conversor e características . . . . .	170
7.4.2	Sistemas de controle . . . . .	171
7.4.3	Simulações . . . . .	176
7.4.4	Resultados experimentais . . . . .	182
7.5	Construção do protótipo . . . . .	185
7.5.1	Elementos do protótipo . . . . .	185
7.5.2	Sistemas de controle . . . . .	192
7.5.3	Resultados experimentais . . . . .	194
7.6	Conclusões . . . . .	208
<b>8</b>	<b>Conclusões e sugestões para desenvolvimentos futuros</b>	<b>211</b>
8.1	Conclusões gerais . . . . .	211
8.2	Contribuições do trabalho . . . . .	212
8.3	Sugestões para trabalhos futuros . . . . .	213
<b>A</b>	<b>Informações adicionais sobre o modelo fotovoltaico</b>	<b>215</b>
A.1	Algoritmo básico de ajuste do modelo . . . . .	215
A.2	Algoritmo para ajuste ótimo . . . . .	217

A.3	Definição das variáveis e constantes . . . . .	218
A.4	Programa para solução e simulação do modelo . . . . .	218
A.5	Validação do modelo . . . . .	220
<b>B</b>	<b>Algoritmos de MPPT em linguagem C</b>	<b>229</b>
B.1	Perturbação e observação . . . . .	229
B.2	Condutância incremental . . . . .	230
B.3	Condutância incremental com varredura da tensão . . . . .	230
<b>C</b>	<b>Projeto e realização de compensadores</b>	<b>233</b>
C.1	Projeto de compensadores lineares . . . . .	233
C.1.1	Critérios de estabilidade . . . . .	233
C.1.2	Compensador PI . . . . .	234
C.1.3	Compensador PID . . . . .	235
C.2	Realização de compensadores discretos . . . . .	235
C.2.1	Compensador PI com anti-saturação . . . . .	236
C.2.2	Compensador P+RES . . . . .	238
<b>D</b>	<b>Transformações de coordenadas</b>	<b>239</b>
D.1	Transformações $abc \Leftrightarrow \alpha\beta$ . . . . .	239
D.2	Transformações $\alpha\beta \Leftrightarrow dq$ . . . . .	242
<b>E</b>	<b>Publicações</b>	<b>245</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>268</b>

# Lista de Figuras

- 1.1 A geração distribuída é caracterizada pelo uso de pequenos geradores espalhados pelo sistema elétrico e instalados perto dos locais de consumo, em contraposição ao modelo tradicional de produção de eletricidade baseado em grandes usinas distantes dos locais de consumo e conectadas ao sistema elétrico por linhas de transmissão de alta tensão. *Fonte: montagem com figuras extraídas de images.google.com.* . . . . . 2
- 1.2 Usinas solares fotovoltaicas podem ser construídas em qualquer tamanho, ocupando espaços vazios nas proximidades ou distantes dos locais de consumo. *Fonte: wikipedia.org.* . . . . . 3
- 1.3 Pequenos sistemas fotovoltaicos distribuídos podem ser instalados nos locais de consumo. São adequados para a instalação em grandes centros urbanos pela facilidade com que se adaptam à arquitetura e aos telhados dos prédios e das residências. *Fonte: composição com figuras extraídas de images.google.com.* . . . . . 4
- 1.4 Sistema fotovoltaico residencial conectado à rede elétrica. O usuário produz parte da energia elétrica que consome. A rede elétrica e o sistema fotovoltaico abastecem a residência simultaneamente. O conversor eletrônico faz a conexão dos painéis solares com a rede elétrica. *Fonte: composição com figuras extraídas de images.google.com.* 5
- 1.5 Componentes do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica construído na UNICAMP. À esquerda: Conjunto de painéis solares com 60 módulos de 125 W. No centro: conversor trifásico de potência que faz a conexão de painéis solares com a rede elétrica. *Fontes: arquivo pessoal e figura extraída de images.google.com.* . . . . . 7
- 2.1 Estrutura física de uma célula fotovoltaica (seção transversal). . . . . 15

2.2	Dispositivos fotovoltaicos: célula elementar (esquerda) e painel formado por várias células (direita). <i>Fonte: images.google.com.</i> . . . . .	16
2.3	Distribuição espectral da luz solar no espaço (AM0) e na superfície terrestre (AM1.5). <i>Fonte: Möller [1].</i> . . . . .	17
2.4	Definição das distribuições espectrais AM1.5 direta e global, com $\theta_z = 48,19^\circ$ e $\theta = 37^\circ$ . . . . .	19
2.5	Organização de um sistema fotovoltaico isolado ou autônomo. <i>Fonte: composição com figuras extraídas de images.google.com.</i> . . . . .	20
2.6	Organização de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. A rede e o painel solar alimentam os consumidores simultaneamente. <i>Fonte: composição com figuras extraídas de images.google.com.</i> . . . . .	21
2.7	Curvas de “corrente $\times$ tensão” e “potência $\times$ tensão” de um dispositivo fotovoltaico. Observa-se a existência de um ponto onde a potência fornecida pelo dispositivo é máxima. . . . .	22
2.8	Sistema elétrico ilhado. O gerador fotovoltaico distribuído tenta alimentar os consumidores locais. As normas exigem que nesta situação o gerador seja desconectado para evitar acidentes durante o período de interrupção da rede elétrica (por exemplo, na manutenção das instalações elétricas) e no momento da reconexão da rede. <i>Fonte: composição com figuras extraídas de images.google.com.</i> . . . . .	23
2.9	Ilustração de um arranjo fotovoltaico composto por $3 \times 4$ painéis. Cada coluna de painéis em série, denominada cadeia ( <i>string</i> ), é acompanhada de um diodo de bloqueio (anti-retorno). . . . .	24
2.10	Sistema fotovoltaico conectado à rede com conversor de um estágio. . . . .	25
2.11	Sistema fotovoltaico conectado à rede com conversor de dois estágios. . . . .	26
2.12	Conjunto de painéis solares conectado à rede através de um sistema de dois estágios. . . . .	27
2.13	Sistema fotovoltaico modular onde cada cadeia de painéis é conectada à rede por um conversor monofásico de dois estágios (CC-CC e CC-CA). . . . .	28
2.14	Sistema modular com um conversor CC-CC para cada cadeia. . . . .	29



2.15	Sistema modular em que cada painel possui um conversor CC-CC dedicado. . . . .	30
2.16	Exemplo de sistema modular com conversores CC-CC dedicados a grupos de painéis conectados em paralelo. . . . .	30
2.17	Exemplo de sistema modular com conversores CC-CC dedicados a grupos de painéis conectados em série. . . . .	31
3.1	Modelo com um diodo da célula fotovoltaica ideal. . . . .	38
3.2	Curva $I \times V$ característica de uma célula fotovoltaica na região de operação direta. A corrente resultante $I$ é composta pela corrente fotoelétrica $I_{pv}$ e pela corrente do diodo $I_d$ . . . . .	39
3.3	Modelo com um diodo de um dispositivo fototolvaico real. . . . .	39
3.4	Curva $I \times V$ característica de um dispositivo fotovoltaico prático e seus três pontos notáveis: curto-circuito $(0, I_{sc})$ , máxima potência $(V_{mp}, I_{mp})$ e circuito aberto $(V_{oc}, 0)$ . A zona de polarização direta é dividida em duas regiões de operação: fonte de corrente e fonte de tensão. Na região de polarização reversa a tensão sobre o dispositivo é negativa e ele dissipa energia, podendo danificar-se por aquecimento. O dispositivo é invariavelmente danificado quando a tensão de ruptura $V_{br}$ é alcançada. . . . .	40
3.5	Detalhe da estrutura física de uma célula fotovoltaica ilustrando as origens das resistências ôhmicas. <i>Fonte: Lasnier &amp; Ang, 1990 [2].</i> . . . .	42
3.6	Fluxograma do processo iterativo de ajuste do modelo fotovoltaico. . . . .	45
3.7	Curvas $P \times V$ traçadas com diferentes valores de $R_s$ e $R_p$ . . . . .	47
3.8	Curvas $I \times V$ traçadas com diferentes valores de $R_s$ e $R_p$ . . . . .	47
3.9	$P_{max,m}$ em função de $V$ com diferentes valores de $R_s$ . . . . .	47
3.10	$P_{max} = f(R_s)$ com $I = I_{mp}$ e $V = V_{mp}$ . . . . .	47
3.11	Curva $I \times V$ ajustada nos três pontos notáveis (curto-circuito, máxima potência e circuito aberto). . . . .	48
3.12	Curva $P \times V$ ajustada nos três pontos notáveis (curto-circuito, máxima potência e circuito aberto) . . . . .	48
3.13	Algoritmo expandido para o ajuste ótimo do modelo fotovoltaico. . . . .	49

3.14	Gráfico do erro médio do modelo mostrando que existe um valor de $a$ para o qual o ajuste do modelo é otimizado. O gráfico é obtido através da execução do algoritmo de ajuste básico para valores de $a$ dentro de uma faixa definida. O erro médio é calculado com base nos pontos experimentais e na curva $I \times V$ de cada modelo correspondente a um valor de $a$ diferente. . . . .	50
3.15	Curva $I \times V$ do modelo com pontos $(V, I)$ experimentais sobrepostos. . . . .	51
3.16	Curva $P \times V$ do modelo com pontos $(V, P)$ experimentais sobrepostos. . . . .	51
3.17	Gráfico do erro absoluto do modelo fotovoltaico obtido com o melhor valor de $a$ encontrado. O erro de cada ponto é a diferença entre o valor de corrente experimental e o valor de corrente fornecido pelo modelo, calculado no mesmo valor de tensão. . .	52
3.18	Modelo circuital para simulação de um dispositivo fotovoltaico. A tensão e a corrente medidas nos terminais do dispositivo são usadas no cálculo da corrente do diodo. . .	53
3.19	Modelo de simulação de dispositivo fotovoltaico baseado na equação $I \times V$ . A equação é resolvida para fornecer o valor da fonte de corrente $I$ para cada valor de $V$ presente nos terminais do dispositivo. . . . .	54
3.20	Associações seriais e paralelas de dispositivos fotovoltaicos. $I_{pv}$ , $I_d$ , $R_s$ e $R_p$ são os parâmetros de um módulo fotovoltaico individual. . . . .	55
3.21	Conjuntos com $4 \times 3$ painéis solares. Nos dois exemplos o painel (3,2) está desligado por sombreamento. . . . .	56
3.22	Algoritmo do modelo de simulação com efeito de sombreamento parcial. . . . .	59
3.23	Modelo de simulação de dispositivos e conjuntos fotovoltaicos. . . . .	59
3.24	Curvas de um conjunto fotovoltaico com efeito de sombreamento simulado no Matlab/Simulink. Os eixos do tempo apresentam a tensão em p.u. ( $V_{base} = 131,6 \text{ V}$ ) e os eixos das ordenadas apresentam a corrente [A] e a potência [W]. . . . .	60
4.1	Conversor <i>buck</i> com tensão de entrada controlada realizando a interface entre o dispositivo fotovoltaico e a tensão de saída $V_o$ . A função do controlador de tensão é regular a tensão fotovoltaica de acordo com a referência fornecida pelo bloco de MPPT. . . . .	64

4.2	Curvas de tensão e corrente do painel solar KC200GT e seus respectivos pontos de máxima potência para diversas condições de irradiação solar e sob temperatura constante. Observa-se que as tensões dos pontos de máxima potência permanecem dentro de uma estreita faixa enquanto as correntes variam enormemente em função da irradiação. . . . .	65
4.3	Curvas de tensão e corrente do painel solar KC200GT e seus respectivos pontos de máxima potência para diversas condições de temperatura e sob irradiação constante. As correntes permanecem constantes enquanto as tensões sofrem variações com a temperatura. . . . .	65
4.4	Característica não linear do painel solar KC200GT e curva linear equivalente no ponto de máxima potência (MPP) nominal. . . . .	68
4.5	Circuito linear equivalente do dispositivo fotovoltaico, válido no ponto de linearização escolhido. . . . .	68
4.6	Conversor <i>buck</i> alimentado pelo circuito linear equivalente do dispositivo fotovoltaico. . . . .	69
4.7	Resposta ao degrau da função de transferência $G_{vd}(s)$ (linha tracejada) e resposta do conversor chaveado (linha cheia) observadas com variações de pequenos sinais em torno do ponto de operação com $D = 0,5$ . . . . .	72
4.8	Gráficos de Bode das respostas em frequência da função de transferência $G_{vd}(s)$ (linha tracejada) e do conversor chaveado simulado (linha contínua). . . . .	73
4.9	Controle de tensão com malha simples da tensão de entrada do conversor. . . . .	75
4.10	Controlador de tensão com compensador linear. . . . .	75
4.11	Diagramas de bode do sistema de malha aberta $G_{vd}(s)$ e do sistema compensado $C_{vd}(s)H_vG_{vd}(s)$ . . . . .	75
4.12	Resultado experimental do controle da tensão de entrada do conversor <i>buck</i> alimentado pelo simulador de painéis solares. Neste exemplo a tensão (gráfico superior) sofre degraus, variando entre 20 V e 25 V. No gráfico inferior observa-se a corrente na entrada do conversor. . . . .	76
4.13	Efeito de $R_L$ em $G_{vd}(s)$ . . . . .	78

4.14	$G_{vd}(s)$ com ausência de $R_L$ e $R_C$ . . . . .	78
4.15	Efeito de $R_C$ em $G_{vd}(s)$ . . . . .	79
4.16	Etapas do projeto do compensador. . . . .	83
4.17	Etapas do projeto do compensador. . . . .	84
4.18	Curvas do dispositivo fotovoltaico e dos modelos lineares obtidos no ponto de máxima potência e nas duas extremidades das regiões de fonte de corrente e de fonte de tensão. . . . .	85
4.19	Curvas $i_{pv} \times v_{pv}$ e retas do modelo 1 (no ponto MPP) analisadas em diferentes temperaturas e irradiações. . . . .	87
4.20	Curvas $i_{pv} \times v_{pv}$ e retas do modelo 2 (região fonte de corrente) analisadas em diferentes temperaturas e irradiações. . . . .	88
4.21	Curvas $i_{pv} \times v_{pv}$ e retas do modelo 3 (região fonte de tensão) analisadas em diferentes temperaturas e irradiações. . . . .	88
4.22	$G_{vd}(s)$ considerando os diferentes modelos lineares do painel fotovoltaico. . . . .	90
4.23	$G_{vd}(s)$ considerando o modelo 1 do painel fotovoltaico. . . . .	91
4.24	$G_{vd}(s)$ considerando o modelo 2 do painel fotovoltaico. . . . .	92
4.25	$G_{vd}(s)$ considerando o modelo 3 do painel fotovoltaico. . . . .	93
4.26	Respostas do sistema $G_{vd}(s)H_v$ compensado em diferentes pontos de operação. . . .	94
5.1	Algoritmo de perturbação e observação (P&O). . . . .	99
5.2	Algoritmo da condutância incremental. . . . .	102
5.3	Simulação de um dispositivo fotovoltaico com algoritmo de MPPT. . . . .	104
5.4	Tensões fotovoltaicas durante a busca pelo ponto de máxima potência com os métodos da perturbação e observação (linha pontilhada azul) e da condutância incremental (linha cheia vermelha). . . . .	105
5.5	Potência fotovoltaica durante a busca pelo ponto de máxima potência. . . . .	106
5.6	Conversor CC-CC com saída constante e entrada variável alimentado por um dispositivo fotovoltaico. . . . .	107

5.7	Sistema fotovoltaico com conversor <i>buck</i> . O bloco de MPPT determina a referência da tensão de entrada do conversor. O controlador de tensão regula o ciclo de trabalho do conversor. O capacitor filtra o componente CA da corrente descontínua de entrada do conversor. . . . .	107
5.8	Sistema fotovoltaico com conversor <i>boost</i> . O bloco de MPPT determina a referência da corrente de entrada do conversor. O controlador de tensão regula o ciclo de trabalho do conversor. O capacitor filtra a ondulação da tensão da entrada. . . . .	108
5.9	Respostas ao degrau do conversor em malha aberta (acima) e em malha fechada (abaixo). . . . .	111
5.10	Referência de tensão ( $V_{ref}$ ) do algoritmo de MPPT usando compensador PI ( $T_s = 1\text{ ms}$ , $\Delta_V = 5\text{ mV}$ ). . . . .	112
5.11	Tensão de entrada do conversor ( $V$ ) usando compensador PI ( $T_s = 1\text{ ms}$ , $\Delta_V = 5\text{ mV}$ ). . . . .	112
5.12	Potência de saída do dispositivo fotovoltaico ( $P$ ) usando compensador PI ( $T_s = 1\text{ ms}$ , $\Delta_V = 5\text{ mV}$ ). . . . .	113
5.13	Referência de tensão ( $V_{ref}$ ) do algoritmo de MPPT usando compensador PI ( $T_s = 0.1\text{ ms}$ , $\Delta_V = 5\text{ mV}$ ). . . . .	113
5.14	Tensão de entrada ( $V$ ) do conversor usando compensador PI ( $T_s = 0.1\text{ ms}$ , $\Delta_V = 5\text{ mV}$ ). . . . .	114
5.15	Potência de saída do dispositivo fotovoltaico ( $P$ ) usando compensador PI ( $T_s = 0.1\text{ ms}$ , $\Delta_V = 5\text{ mV}$ ). . . . .	114
5.16	Referência de tensão ( $V_{ref}$ ) do algoritmo de MPPT sem compensador PI ( $T_s = 1\text{ ms}$ , $\Delta_V = 5\text{ mV}$ ). . . . .	115
5.17	Tensão de entrada ( $V$ ) do conversor sem compensador PI ( $T_s = 1\text{ ms}$ , $\Delta_V = 5\text{ mV}$ ). . . . .	115
5.18	Potência de saída do dispositivo fotovoltaico ( $P$ ) sem compensador PI ( $T_s = 1\text{ ms}$ , $\Delta_V = 5\text{ mV}$ ). . . . .	116
5.19	Referência de tensão ( $V_{ref}$ ) do algoritmo de MPPT sem compensador PI ( $T_s = 0.1\text{ ms}$ , $\Delta_V = 5\text{ mV}$ ). . . . .	116

5.20	Tensão de entrada ( $V$ ) do conversor sem compensador PI ( $T_s = 0.1 \text{ ms}$ , $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ). . . . .	117
5.21	Potência de saída do dispositivo fotovoltaico ( $P$ ) sem compensador PI ( $T_s = 0.1 \text{ ms}$ , $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ). . . . .	117
5.22	Curva $P \times V$ desenvolvida por um conjunto fotovoltaico (linha tracejada) e potência rastreada por um algoritmo de MPPT convencional (linha cheia). Após $t = 1 \text{ s}$ o conjunto é submetido a sombreamento parcial e o algoritmo não é capaz de rastrear o máximo de potência absoluto MPP1. . . . .	118
5.23	Curva $P \times V$ desenvolvida por um conjunto fotovoltaico (linha tracejada) e potência rastreada por um algoritmo de MPPT com varredura periódica (linha cheia). Após $t = 1 \text{ s}$ o conjunto é submetido a sombreamento parcial e o algoritmo identifica o máximo de potência MPP1. . . . .	119
6.1	Conversor CC-CA trifásico conectado à rede com filtros indutivos. . . . .	124
6.2	Circuito equivalente do conversor CC-CA trifásico conectado à rede. . . . .	124
6.3	Controle de correntes em variáveis estacionárias $abc$ . . . . .	133
6.4	Malha de controle de corrente de uma fase empregando compensador linear. . . . .	133
6.5	Referência de corrente e corrente medida ( $25 \text{ A/div}$ ) em uma das fases com o controle de correntes em variáveis $abc$ usando compensador proporcional e integral. Os erros de amplitude e fase entre os dois sinais são resultado da incapacidade deste tipo de controle de proporcionar erro de regime nulo. . . . .	134
6.6	Saídas dos compensadores saturados pela presença de erros nas medidas das correntes. . . . .	135
6.7	Saídas dos compensadores não saturados com a eliminação dos erros das medidas. . . . .	136
6.8	Controlador de correntes empregando variáveis estacionárias $\alpha\beta$ . Os compensadores atuam nos erros convertidos para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ . As saídas dos compensadores são convertidas de volta para o sistema $abc$ , fornecendo as referências de tensão para a modulação de tensão do conversor. . . . .	136

6.9	Controlador de correntes empregando variáveis estacionárias $\alpha\beta$ . Os compensadores atuam nos erros convertidos para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ . As saídas dos compensadores fornecem diretamente as referências de tensão para a modulação de tensão do conversor empregando SVPWM. . . . .	137
6.10	Controlador de correntes empregando variáveis síncronas $dq$ . Os compensadores atuam nos erros convertidos para o sistema de coordenadas $dq$ . As saídas dos compensadores são reconvertidas para o sistema $\alpha\beta$ e fornecem as referências de tensão para a modulação de tensão do conversor empregando SVPWM. . . . .	139
6.11	Versão reduzida do controlador de correntes no sistema de coordenadas $dq$ apresentado na figura anterior. Por serem senoidais e balanceadas as correntes do sistema, somente uma estrutura de controle é necessária. . . . .	140
6.12	Controlador de correntes em variáveis $dq$ com desacoplamento dos eixos. . . . .	140
6.13	Referência de corrente e corrente medida (25 A/div) em uma das fases com o controle de correntes em variáveis $dq$ usando compensador linear. O controle proporciona erro de regime praticamente nulo, sem discrepâncias de amplitude ou fase entre a referência e a corrente medida. . . . .	141
6.14	Malha de controle de corrente no sistema síncrono $dq$ . . . . .	142
6.15	Malha de controle de corrente no sistema estacionário $\alpha\beta$ empregando a função de transferência estacionária equivalente do compensador usado no sistema síncrono. .	142
6.16	Diagramas de Bode de $C_{iv,s}(s)$ (compensador PI convencional usado no sistema síncrono) e de $C_{iv,e}(s)$ (compensador equivalente no sistema estacionário). . . . .	142
6.17	Diagramas de Bode da função de transferência de malha aberta $G_{inv}G_p(s)H_{iac}$ (sistema não compensado) e da mesma malha compensada com $C_{iv,e}(s)$ . . . . .	143
6.18	Diagramas de Bode do compensador P+RES na forma básica – eq. (6.29) – e na forma alternativa – eq. (6.30) – com diferentes valores de $\omega_b$ . . . . .	145
6.19	Controlador de correntes em variáveis estacionárias empregado compensadores proporcionais e ressonantes. . . . .	145
6.20	Sistema de PLL ( <i>phase-locked loop</i> ) baseado na ortogonalidade de vetores. . . . .	147

6.21	Controlador da tensão do barramento CC. . . . .	148
6.22	Circuito equivalente do capacitor do barramento CC alimentado e drenado pelos estágios CC-CC e CC-CA. . . . .	148
6.23	Malha de controle equivalente da tensão do barramento CC. . . . .	149
7.1	Sistema empregando um conversor com dois estágios. . . . .	152
7.2	Instalação fotovoltaica de 7,5 kW da UNICAMP. . . . .	152
7.3	Organização do conjunto fotovoltaico $20 \times 3$ . . . . .	153
7.4	Curvas $I \times V$ e $P \times V$ do modelo do painel KC125TM. . . . .	154
7.5	Curvas $I \times V$ e $P \times V$ do conjunto de $20 \times 3$ painéis KC125TM obtidas a partir do modelo matemático. . . . .	155
7.6	Estruturas de conversor em ponte completa ( <i>full-bridge</i> ). . . . .	156
7.7	Conversor CC-CC com ponte completa. . . . .	159
7.8	Formas de onda aproximadas das tensões de entrada e de saída do conversor em ponte completa. . . . .	159
7.9	Circuito equivalente médio do conversor em ponte completa. . . . .	160
7.10	Controlador da tensão de entrada do conversor CC-CC. . . . .	163
7.11	Diagrama de Bode da função de transferência da malha $C_{vd}(s)G_{vd}(s)H_{vpv}$ . . . . .	163
7.12	Circuito do conversor CC-CC com estrutura em ponte completa no simulador PSIM. . . . .	164
7.13	Modelo do conjunto de painéis solares implementado no simulador PSIM. . . . .	165
7.14	Esquema de controle do conversor CC-CC no simulador PSIM. . . . .	165
7.15	Resultado da simulação do conversor CC-CC com controle da tensão de entrada. Gráfico superior: tensão do conjunto fotovoltaico [V]. Gráfico inferior: corrente do conjunto fotovoltaico [A]. . . . .	166
7.16	Conversor CC-CC. Tensões no primário (CH1) e no secundário (CH4) do transfor- mador (250 V/div e 500 V/div). . . . .	167
7.17	Conversor CC-CC. CH2: Corrente no primário de aproximadamente 34 A rms (20 A/div). CH3: Corrente no secundário do transformador de aproximadamente 13 A rms (20 A/div). . . . .	167



7.18	Conversor CC-CC. CH2: Corrente de entrada do conversor (filtrada pelo capacitor de entrada) (20 A/div). CH3: Corrente no primário do transformador (50 A/div).	168
7.19	Conversor CC-CC. CH2: Corrente no secundário do transformador (20 A/div). CH3: Corrente no indutor de saída do retificador (20 A/div).	168
7.20	Conversor CC-CC. Tensões nas metades de uma perna do retificador. Cada meia perna corresponde a dois diodos em série (500 V/div).	169
7.21	Conversor CC-CC. Tensões nos diodos da ponte retificadora (500 V/div).	169
7.22	Conversor CC-CC. CH2: Corrente no indutor de saída do retificador (50 A/div). CH3: Sinal de acionamento dos transistores de uma diagonal da ponte completa. CH1: Tensão na saída da ponte completa (500 V/div). CH4: Tensão no capacitor de saída do retificador (500 V/div).	170
7.23	Inversor CC-CA trifásico conectado à rede elétrica.	171
7.24	Malha de controle de corrente do inversor CC-CA.	172
7.25	Respostas em frequência da malha aberta $G_{inv}(s)G_p(s)H_{iac}$ e da mesma malha compensada com o compensador ressonante $C_{iv}(s)$ e com o compensador PI convencional (com os mesmos valores de $k_p$ e $k_i$ ).	173
7.26	Correntes injetadas na rede elétrica trifásica (20A/div).	174
7.27	CH1, CH2: Referência de corrente e corrente injetada em uma fase da rede (20A/div). CH3: Tensão de fase da rede (p.u.), mostrando que a corrente da fase está sincronizada.	174
7.28	Malha de controle da tensão do barramento CC.	175
7.29	Respostas em frequência da malha aberta $G_{vbk}(s)H_{vbk}$ e da mesma malha compensada com compensador $C_{vbk}(s)$ .	176
7.30	Inversor trifásico simulado no PSIM.	178
7.31	Controlador das correntes de saída do inversor elaborado com Matlab/Simulink. Este controlador foi usado em simulação simultânea do PSIM com o Matlab/Simulink.	178
7.32	Referências de tensão produzidas pelo modulador SVPWM.	179

7.33	Gerador dos pulsos de acionamento do inversor elaborado no PSIM. . . . .	179
7.34	Geradores de tempo morto elaborados no PSIM. . . . .	180
7.35	Correntes de saída do conversor simulado. . . . .	180
7.36	Correntes de saída do conversor simulado com o efeito do tempo morto. . . . .	181
7.37	Controlador da tensão do barramento CC elaborado com Matlab/Simulink. Este controlador foi usado em simulação simultânea do PSIM com o Matlab/Simulink. .	181
7.38	Correntes do conversor simulado (gráfico superior) e tensão do barramento CC (gráfico inferior). . . . .	182
7.39	Conversor CC-CA atuando como retificador trifásico controlado. CH4: Tensão do barramento CC (250 V/div). CH1: Corrente do barramento (10 A/div). CH2: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). . . . .	183
7.40	Conversor CC-CA atuando como retificador trifásico controlado. CH4: Tensão do barramento CC (250 V/div). CH1: Corrente do barramento (10 A/div). CH2: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). . . . .	184
7.41	Conversor CC-CA atuando como retificador trifásico controlado. CH4: Tensão do barramento CC (250 V/div). CH1: Corrente do barramento (10 A/div). CH2: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). . . . .	184
7.42	Correntes de saída do inversor (10 A/div) mostrando a atuação do sistema de controle de correntes no instante em que o conversor é conectado à rede elétrica . . . . .	185
7.43	Organização dos componentes do protótipo. Legenda: (1) Sensores Hall de tensão e corrente. (2) Placas de condicionamento de sinais analógicos. (3) Processador digital. (4) Placa de proteção (habilita/desabilita PWM). (5) Placa de <i>interface</i> de sinais de acionamento. (6) Placas de alimentação e acionamento dos <i>drivers</i> dos conversores. (7) Placa de acionamento dos contadores. (8),(11) Contadores. (9),(14) Disjuntores termomagnéticos. (10) Fusíveis ultra-rápidos. (12) Resistores limitadores de corrente. (13) Indutores de acoplamento. . . . .	186
7.44	Vista da área de trabalho nas primeiras etapas do desenvolvimento. . . . .	187

7.45	Placa de condicionamento de sinais. . . . .	187
7.46	Placa com conversor digital-analógico e <i>interfaces</i> para sinais de acionamento. . . .	188
7.47	Placa de alimentação e acionamento dos conversores. . . . .	188
7.48	Placa eZdsp com o processador TMS320F28335 da Texas. . . . .	189
7.49	Protótipo construído (vista 1). . . . .	189
7.50	Protótipo construído (vista 2). . . . .	190
7.51	Sistemas de controle. (1) e (2): Placas de aquisição e condicionamento de sinais. (3): Placas de proteção. (4) Módulo do processador digital de sinais. (5): Relés de acionamento dos contadores. (6): Placa de <i>interface</i> dos sinais de acionamento dos conversores. . . . .	191
7.52	Organização dos sistemas de controle do conversor. Legenda: (1) Sensores de efeito Hall. (2) Placas analógicas de condicionamento de sinais. (3) Conversor digital-analógico. (4) Unidade de processamento central (CPU). (5) Gerenciador de interrupções. (6) <i>Hardware</i> de entrada e saída (E/S). (7) Placa de acionamento dos contadores. (8) Conversor digital-analógico (D/A) externo. (9) Placa de proteção. (10) Placa de <i>interface</i> dos sinais de PWM. (11) Placas de alimentação e acionamento dos conversores. . . . .	192
7.53	Controladores digitais realizados na CPU do processador. . . . .	193
7.54	Sistema em plena carga. CH3: Tensão do barramento CC estabilizada (500 V/div). CH2: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). CH1: Corrente CC de entrada (50 A/div). CH4: Tensão CC na entrada (250 V/div). . . . .	196
7.55	Teste com o sistema submetido a degraus de aproximadamente 6 kW. CH3: Tensão do barramento CC (500 V/div). CH2: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (10 A/div). CH1: Corrente CC de entrada (20 A/div). CH4: Tensão CC na entrada (250 V/div). . . . .	196
7.56	Teste com o sistema submetido a degraus de aproximadamente 6 kW. CH1,CH2,CH3: Correntes injetadas nas três fases da rede elétrica (20 A/div). CH4: Tensão do barramento CC (500 V/div). . . . .	197

7.57	Sistema operando com regulação da tensão de entrada. CH1: Tensão de entrada do conversor CC (250 V/div). CH2: Corrente de entrada (20 A/div). CH3: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). CH4: Tensão da rede (250 V/div).	197
7.58	Sistema operando com regulação da tensão de entrada. CH1: Tensão de entrada do conversor CC (250 V/div). CH2: Corrente de entrada (20 A/div). CH3: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). CH4: Tensão da rede (250 V/div).	198
7.59	Sistema operando com regulação da tensão de entrada. CH1: Tensão de entrada do conversor CC (250 V/div). CH2: Corrente de entrada (20 A/div). CH3: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). CH4: Tensão da rede (250 V/div).	198
7.60	Sistema operando com regulação da tensão de entrada. CH1: Tensão do barramento CC (500 V/div). CH2-Corrente de entrada (20 A/div). CH3: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). CH4: Tensão da rede (250 V/div). . . . .	199
7.61	Teste do conversor na planta fotovoltaica. CH3: Corrente injetada na rede elétrica (20 A/div). CH2-Corrente do conjunto fotovoltaico (5 A/div). CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (100 V/div). . . . .	201
7.62	Teste do conversor na planta fotovoltaica. CHM: Potência do conjunto fotovoltaico (2,5 kW/div). CH2: Corrente do conjunto fotovoltaico (5 A/div). CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (100 V/div). . . . .	201
7.63	Teste do conversor na planta fotovoltaica. CH3: Corrente injetada na rede elétrica (20 A/div). CH2: Corrente do conjunto fotovoltaico (5 A/div). CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (100 V/div). . . . .	202
7.64	Teste do conversor na planta fotovoltaica. CH3: Corrente injetada na rede elétrica (20 A/div). CH2: Corrente do conjunto fotovoltaico (5 A/div). CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (100 V/div). . . . .	202
7.65	Teste do conversor na planta fotovoltaica. CH3: Corrente injetada na rede elétrica (20 A/div). CH2: Corrente do conjunto fotovoltaico (5 A/div). CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (100 V/div). . . . .	203

7.66	Gráfico mostrando em detalhes a atuação do sistema de MPPT. CHM: Potência do conjunto fotovoltaico (2,5 kW/div). CH1: Detalhe da tensão fotovoltaica (10V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (5 A/div). . . . .	203
7.67	Gráfico mostrando em detalhes a atuação do sistema de MPPT. CHM: Potência do conjunto fotovoltaico (2,5 kW/div). CH1: Detalhe da tensão fotovoltaica (10V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (5 A/div). . . . .	204
7.68	Funcionamento do algoritmo de MPPT com $T_s = 100$ ms e $\Delta_v = 0,6$ V. CH1: Tensão fotovoltaica (50 V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (2 A/div). CHM: Potência fotovoltaica (2,5 kW/div). . . . .	205
7.69	Funcionamento do algoritmo de MPPT com $T_s = 100$ ms e $\Delta_v = 0,6$ V. CH1: Tensão fotovoltaica (2,5 V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (2 A/div). . . . .	206
7.70	Funcionamento do algoritmo de MPPT com $T_s = 100$ ms e $\Delta_v = 0,6$ V. CH1: Tensão fotovoltaica (50 V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (5 A/div). CH4: Corrente injetada na rede elétrica (20 A/div). CHM: Potência fotovoltaica (1 kW/div). . . .	206
7.71	Funcionamento do algoritmo de MPPT com $T_s = 100$ ms e $\Delta_v = 3$ V. CH1: Tensão fotovoltaica (50 V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (5 A/div). CHM: Potência fotovoltaica (2,5 kW/div). . . . .	207
7.72	Funcionamento do algoritmo de MPPT com $T_s = 100$ ms e $\Delta_v = 3$ V. CH1: Tensão fotovoltaica (5 V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (2 A/div). . . . .	207
7.73	Traçado das curvas $I \times V$ e $P \times V$ do conjunto fotovoltaico. CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (50 V/div). CH2: Corrente do conjunto fotovoltaico (10 A/div). CHM: Potência do conjunto fotovoltaico (250 W/div). . . . .	208
A.1	O gráfico do erro médio do modelo mostra que existe um valor de $a$ para o qual o ajuste do modelo é otimizado. O gráfico é obtido através da execução do algoritmo de ajuste básico para valores de $a$ dentro de uma faixa definida. O erro médio é calculado com base nos pontos experimentais e na curva $I \times V$ de cada modelo correspondente a um valor de $a$ diferente. . . . .	220
A.2	Curva $I \times V$ do modelo e valores experimentais. . . . .	221

A.3	Curva $P \times V$ do modelo e valores experimentais. . . . .	221
A.4	Erro absoluto de corrente do modelo fotovoltaico otimizado. . . . .	222
A.5	Curvas $I \times V$ do modelo do painel e pontos experimentais obtidos em diversas condições de temperatura ( $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). . . . .	222
A.6	Curvas $P \times V$ do modelo do painel e pontos experimentais obtidos em diversas condições de temperatura ( $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). . . . .	223
A.7	O gráfico do erro médio do modelo mostra que existe um valor de $a$ para o qual o ajuste do modelo é otimizado. O gráfico é obtido através da execução do algoritmo de ajuste básico para valores de $a$ dentro de uma faixa definida. O erro médio é calculado com base nos pontos experimentais e na curva $I \times V$ de cada modelo correspondente a um valor de $a$ diferente. . . . .	224
A.8	Curva $I \times V$ do modelo e valores experimentais. . . . .	225
A.9	Curva $P \times V$ do modelo e valores experimentais. . . . .	225
A.10	Erro de corrente ( $I$ ) do modelo fotovoltaico otimizado. . . . .	226
A.11	Curvas $I \times V$ do modelo do painel Q6LM e pontos experimentais obtidos em diversas condições de irradiação solar ( $1000\text{ W/m}^2$ , $800\text{ W/m}^2$ , $200\text{ W/m}^2$ ). . . . .	226
A.12	Curvas $P \times V$ do modelo do painel Q6LM e pontos experimentais obtidos em diversas condições de irradiação solar ( $1000\text{ W/m}^2$ , $800\text{ W/m}^2$ , $200\text{ W/m}^2$ ). . . . .	227
C.1	Compensador PI com ação anti-saturação do integrador. . . . .	237
D.1	Variáveis trifásicas definidas como vetores nos eixos espaciais $abc$ . . . . .	240
D.2	Vetor $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ definido no sistema de coordenadas ortogonais $\alpha\beta$ . Quando as variáveis $\mathbf{x}_{a,b,c}$ são senoidais e equilibradas o vetor $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ gira com velocidade angular $\omega$ . . . . .	241
D.3	Vetor estacionário $\mathbf{x}_{dq}$ definido no sistema de eixos girante $dq$ , com velocidade angular $\omega$ . . . . .	242

# Lista de Tabelas

1.1	Características técnicas do conversor. . . . .	8
2.1	Tempos de desconexão na ocorrência de distúrbios de tensão - padrão IEEE 1547. . .	32
2.2	Tempos de desconexão na ocorrência de distúrbios de tensão - norma IEC 61727. . .	32
2.3	Tempos de desconexão na ocorrência de distúrbios de tensão - norma VDE 0126-1-1. .	32
2.4	Faixas de desvio de frequência e tempos de desconexão. . . . .	33
2.5	Limites de conteúdo harmônico de corrente (% da corrente fundamental). . . . .	34
2.6	Condições para reconexão. . . . .	35
3.1	Características nominais (*) extraídas da curva experimental encontrada na folha de dados do painel solar KC200GT. . . . .	51
3.2	Parâmetros do modelo ajustado do painel solar KC200GT nas condições nominais (*) de operação. . . . .	51
4.1	Parâmetros do painel solar KC200GT e do modelo linear. . . . .	67
4.2	Características do conversor <i>buck</i> . . . . .	72
4.3	Parâmetros dos modelos lineares do painel KC200GT nas condições nominais de temperatura e irradiação. . . . .	86
7.1	Parâmetros do módulo fotovoltaico KC125TM nas condições nominais de temperatura e irradiação ( $T = 25^{\circ}\text{C}$ , $G = 1000 \text{ W/m}^2$ ). . . . .	153
7.2	Parâmetros do conjunto fotovoltaico composto por $60 \times 3$ painéis KC125TM nas condições nominais de temperatura e irradiação ( $T = 25^{\circ}\text{C}$ , $G = 1000 \text{ W/m}^2$ ). . . .	153

7.3	Parâmetros do modelo ajustado (25 °C, AM1,5, 1000 W/m <sup>2</sup> ). . . . .	154
7.4	Parâmetros do conversor CC-CC e do modelo do conjunto fotovoltaico usados para obter a função de transferência $G_{vd}(s)$ . . . . .	163



# Lista de símbolos

$AM_x$ : *Air mass*, massa de ar.

$I, i_{pv}$ : Corrente do dispositivo fotovoltaico [A].

$V, v_{pv}$ : Tensão do dispositivo fotovoltaico [V].

$R_s$  : Resistência série do dispositivo fotovoltaico [ $\Omega$ ].

$R_p$  : Resistência paralela do dispositivo fotovoltaico [ $\Omega$ ].

$I_{pv}$  : Corrente fotoelétrica [A].

$I_0$  : Corrente de saturação reversa [A].

$q$  : Carga elementar do elétron [ $1,60217646 \cdot 10^{-19}$  C].

$a$  : Constante de idealidade.

$k$  : Constante de Boltzmann [ $1,3806503 \cdot 10^{-23}$  m<sup>2</sup> kg s<sup>-2</sup> K<sup>-1</sup>].

$T$  : Temperatura [°C, K].

$V_t$  : Tensão térmica [V].

$N_s$  : Número de células associadas em série.

$N_p$  : Número de células associadas em paralelo.

$V_{mp}$  : Tensão de máxima potência [V].

$I_{mp}$  : Corrente de máxima potência [A].

$K_V$ : Coeficiente de tensão e temperatura [V/K].

$K_I$ : Coeficiente de corrente e temperatura [A/K].

$I_{sc}$  : Corrente de curto-circuito [A].

$V_{oc}$  : Tensão de circuito aberto [V].

$G$  : Irradiação [W/m<sup>2</sup>].

$E_g$  : Energia de banda proibida [eV].

$J_0$  : Densidade de corrente de saturação [A/cm<sup>2</sup>].

$N_{ser}$  : Número de painéis associados em série.

$N_{par}$  : Número de painéis associados em paralelo.

$P_{max,e}$  : Potência máxima experimental [W].

$P_{max,m}$  : Potência máxima do modelo fotovoltaico [W].

MPP : *Maximum power point*, ponto de máxima potência.

MPPT : *Maximum power point tracking*, rastreamento do ponto de máxima potência.

$d$  : Ciclo de trabalho do conversor.

$g$  : Condutância [S].

$R_{eq}$  : Resistência equivalente do modelo fotovoltaico linearizado [ $\Omega$ ].

$V_{eq}$  : Tensão equivalente do modelo fotovoltaico linearizado [ $\Omega$ ].

$L$  : Indutância [H].

$C$  : Capacitância [F].

$H_v, H_{vbk}, H_{vpv}$  : Ganho de realimentação de tensão.

$H_i, H_{iac}$  : Ganho de realimentação de corrente.

$G_{vd}$  : Função de transferência da tensão de entrada do conversor CC-CC.

$C_{vd}$  : Compensador do controle de malha fechada da tensão do conversor CC-CC.

$C_{iv}$  : Compensador do controle de malha fechada de corrente.

$C_{iv,e}$  : Compensador do controle de malha fechada de corrente no sistema estacionário.

$C_{iv,s}$  : Compensador do controle de malha fechada de corrente no sistema síncrono.

$C_{iv,res}$  : Compensador ressonante do controle de malha fechada de corrente.

$G_{vbk}$  : Função de transferência da tensão do barramento CC.

$C_{vbk}$  : Compensador do controle de malha fechada da tensão do barramento CC.

PWM : *Pulse width modulation*, modulação de largura de pulsos

SVPWM : *Space vector pulse width modulation*, modulação de largura de pulsos com vetores espaciais.

$T_s$  : Período de amostragem [s].

$\Delta_V$  : Incremento ou decrémento de tensão [V].

$\Delta_T$  : Diferença de temperatura [°C, K].

PI : Proporcional e integral.

PID : Proporcional, integral e derivativo.

P+RES: Proporcional e ressonante.

$T_{\alpha\beta}$  : Matriz de transformação do sistema  $abc$  para  $\alpha\beta$ .

$T_{\alpha\beta}^{-1}$  : Matriz de transformação inversa do sistema  $\alpha\beta$  para o  $abc$ .

$T_{dq}$  : Matriz de transformação do sistema  $\alpha\beta$  para o  $dq$ .

$T_{dq}^{-1}$  : Matriz de transformação inversa do sistema  $dq$  para o  $\alpha\beta$ .

$f_{sw}$  : Frequência de chaveamento [Hz].

$k_p$  : Ganho proporcional.

$k_i$  : Ganho integral.

$v_{link}$  : Tensão do barramento CC [V].

$i_{in,inv}$  : Corrente de entrada no barramento CC do inversor [A].

$C_{link}$  : Capacitância do barramento CC do inversor [F].

$I_{ac,peak}$  : Valor de pico da corrente senoidal na saída do inversor conectado à rede [A].

$I_{ac,rms}$  : Valor eficaz da corrente senoidal na saída do inversor conectado à rede [A].

ESR : *Equivalent series resistance* [ $\Omega$ ].

IGBT : *Insulated gate bipolar transistor*.

$v_{ret}$  : Tensão de saída do retificador [V].

$n$  : Relação de espiras secundário/primário do transformador.

PLL : *Phase-locked loop*.

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Geração distribuída e fontes alternativas

O interesse pelas fontes alternativas de energia elétrica tem contribuído para o aumento do uso de geradores distribuídos conectados à rede elétrica. A geração distribuída é uma modalidade de geração caracterizada pelo uso de geradores de pequena e média potências instalados próximos aos locais de consumo, conforme a ilustração da Fig. 1.1. A geração distribuída com fontes alternativas e limpas de energia elétrica conectadas às redes de distribuição de baixa tensão é ainda pouco conhecida no Brasil. Isto se deve, em parte, à ausência de tecnologia nacional de equipamentos para energias alternativas (solar e eólica, entre outras) e à ausência de regulamentação para o uso de sistemas distribuídos em redes de baixa tensão.

A geração distribuída de energia elétrica com fontes renováveis e alternativas tem recebido muita atenção em diversos países desenvolvidos, que buscam ampliar sua capacidade de geração e diversificar suas matrizes energéticas, priorizando e incentivando o uso de energias limpas. Dentre as fontes alternativas renováveis de energia destacam-se a eólica e a solar, que são as mais empregadas em todo o mundo. Além de grandes parques de geração solar e eólica, os países desenvolvidos têm incentivado o uso de pequenos geradores distribuídos conectados ao sistema elétrico. Nesses países a tecnologia de geração distribuída está ao alcance de usuários de todos os tipos, incluindo os usuários residenciais que, mediante incentivos e subsídios para a aquisição de

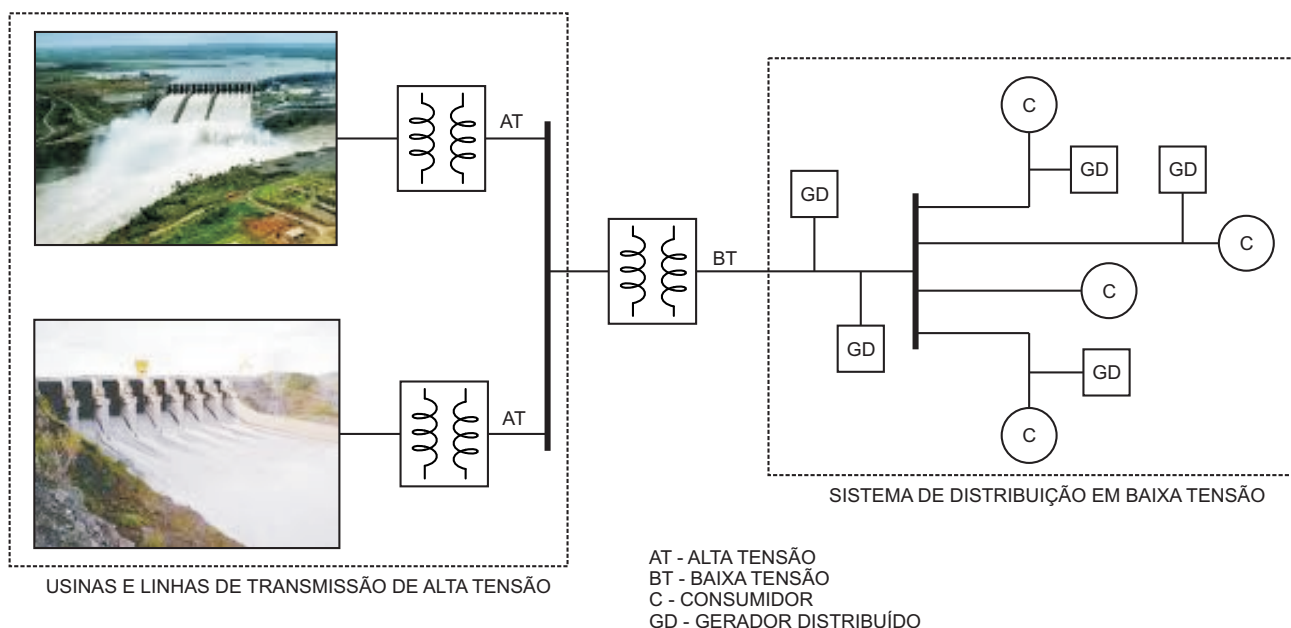


Figura 1.1: A geração distribuída é caracterizada pelo uso de pequenos geradores espalhados pelo sistema elétrico e instalados perto dos locais de consumo, em contraposição ao modelo tradicional de produção de eletricidade baseado em grandes usinas distantes dos locais de consumo e conectadas ao sistema elétrico por linhas de transmissão de alta tensão. *Fonte: montagem com figuras extraídas de images.google.com.*

equipamentos, tornam-se produtores de energia conectados ao sistema elétrico de distribuição de baixa tensão.

O uso de sistemas de geração distribuída em baixa tensão traz inúmeros benefícios para os usuários e para o sistema de abastecimento de eletricidade dos países que empregam esta modalidade de geração. Além de proporcionar bem-estar e qualidade de vida com a introdução de fontes renováveis e limpas de energia, a geração distribuída descentraliza a produção de energia, produzindo eletricidade perto do local de consumo e permitindo aliviar as linhas de transmissão e os sistemas de distribuição. O uso em larga escala de sistemas distribuídos pode reduzir a demanda por investimentos em linhas de transmissão e frear a construção de usinas baseadas em fontes convencionais de energia.

No mundo inteiro a energia solar fotovoltaica é a fonte alternativa que tem recebido mais atenção [3]. Os sistemas de geração distribuída baseados na energia solar fotovoltaica são muito adequados para a instalação em qualquer local onde haja bastante incidência de luz –



praticamente todo o território brasileiro poderia utilizar este tipo de geração de energia elétrica. Além de poderem constituir usinas de geração (Fig. 1.2), competindo com as tradicionais fontes de energia, os sistemas fotovoltaicos, por se adaptarem facilmente à arquitetura e a qualquer tipo de espaço vazio onde haja incidência de luz, como paredes, fachadas e telhados de prédios e residências (Fig. 1.3), podem ser facilmente instalados nas cidades e nos grandes centros urbanos, permitindo a produção local de energia elétrica limpa, sem a emissão de gases poluentes, resíduos ou ruídos, contribuindo para o suprimento de energia dos centros consumidores e ao mesmo tempo proporcionando melhorias na qualidade de vida nas grandes cidades.



Figura 1.2: Usinas solares fotovoltaicas podem ser construídas em qualquer tamanho, ocupando espaços vazios nas proximidades ou distantes dos locais de consumo. *Fonte: wikipedia.org.*

A Fig. 1.4 ilustra a organização de um típico sistema fotovoltaico residencial conectado à rede





Figura 1.3: Pequenos sistemas fotovoltaicos distribuídos podem ser instalados nos locais de consumo. São adequados para a instalação em grandes centros urbanos pela facilidade com que se adaptam à arquitetura e aos telhados dos prédios e das residências. *Fonte: composição com figuras extraídas de images.google.com.*

elétrica. A residência produz parte da energia elétrica que consome, o que possibilita reduzir sua dependência do fornecimento de energia convencional, proveniente da concessionária distribuidora de eletricidade, podendo ainda vender o seu excedente de energia. No caso de a residência exportar energia, a sua geração de eletricidade acaba beneficiando outros consumidores, que utilizam a energia excedente que é injetada na rede de distribuição da concessionária. De um modo geral, o uso de sistemas distribuídos em todas as residências brasileiras poderia reduzir o déficit energético e sustentar o crescimento industrial brasileiro dos próximos anos, pois as residências poderiam gerar energia durante o dia, justamente no período em que o consumo residencial é menor e

as indústrias demandam mais energia. Entretanto, no Brasil este tipo de sistema de geração distribuída ainda não existe e o uso de pequenos geradores conectados à rede elétrica de baixa tensão não está ainda devidamente regulamentado. Quando o país passar a dominar a tecnologia e quando o uso da geração distribuída em baixa tensão for regulamentado, toda residência brasileira poderá contribuir para a geração de energia elétrica do país. Com o imenso potencial fotovoltaico que o Brasil possui, o país poderá tornar-se um dos principais líderes mundiais no emprego de energias limpas alternativas. Embora o país seja conhecido por possuir uma matriz de geração de energia elétrica relativamente limpa, pela predominância da fonte hidráulica, as fontes de energia alternativas, como a solar e a eólica, ainda possuem uma participação muito pequena.

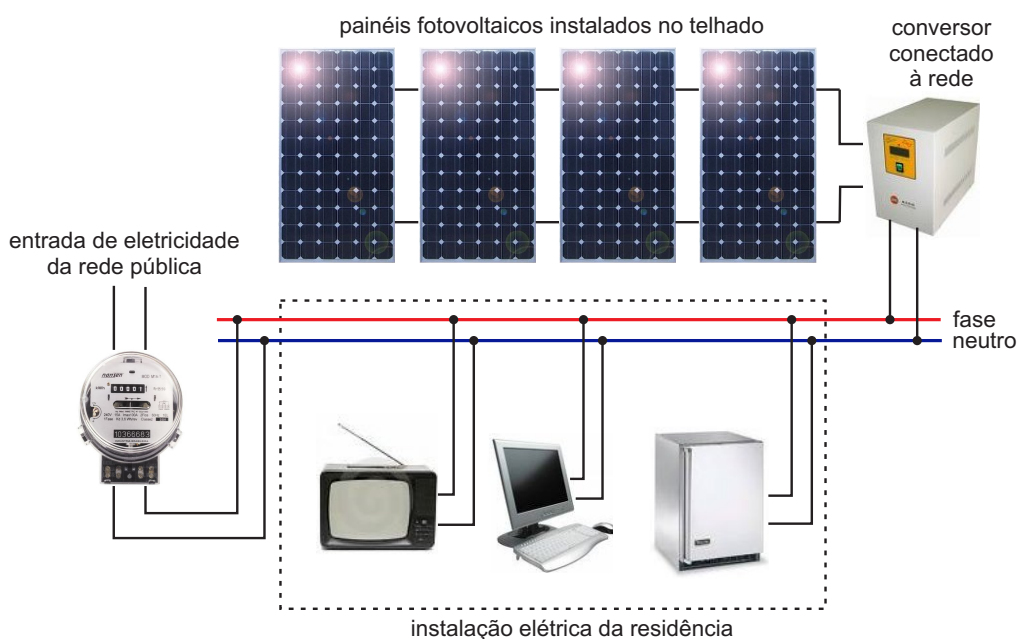


Figura 1.4: Sistema fotovoltaico residencial conectado à rede elétrica. O usuário produz parte da energia elétrica que consome. A rede elétrica e o sistema fotovoltaico abastecem a residência simultaneamente. O conversor eletrônico faz a conexão dos painéis solares com a rede elétrica. *Fonte: composição com figuras extraídas de images.google.com.*

## 1.2 Panorama da energia solar fotovoltaica no Brasil

No Brasil o uso da energia solar fotovoltaica ainda é pequeno. Apesar de possuir elevados níveis de irradiação solar, a participação da energia fotovoltaica na matriz energética brasileira



é praticamente desprezível. Os sistemas fotovoltaicos no Brasil são encontrados sobretudo nas regiões Norte e Nordeste, em pequenos sistemas isolados (ou autônomos) instalados em locais onde a rede elétrica não está disponível [4]. Esses sistemas autônomos são usados em locais de difícil acesso ou locais onde a instalação de linhas de distribuição para a extensão da rede elétrica não é economicamente viável [5]. Sistemas fotovoltaicos autônomos no Brasil são tradicionalmente usados na eletrificação de propriedades rurais, em sistemas de bombeamento de água e em centrais remotas de telecomunicações [6].

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede são encontrados em pequeno número no Brasil em plantas de geração distribuída experimentais. Além da ausência de regulamentação [6], que inibe o surgimento de uma indústria e de um mercado voltados para a geração distribuída de energia elétrica, o custo da energia fotovoltaica ainda é muito elevado em comparação com a energia atualmente disponível aos consumidores, de origem predominantemente hidrelétrica. Além do enorme potencial hidrelétrico brasileiro, o custo relativamente elevado da energia fotovoltaica deve-se à ausência de tecnologia nacional para a fabricação de painéis solares fotovoltaicos e para a produção dos conversores eletrônicos para a conexão com a rede elétrica.

A produção de painéis fotovoltaicos e o desenvolvimento de conversores eletrônicos para a conexão à rede elétrica ainda estão restritos ao âmbito das pesquisas acadêmicas, não tendo se tornado comerciais no Brasil. A indústria brasileira, embora já se tenha notícias de alguns tímidos avanços neste setor, não tem ainda capacidade ou incentivos para desenvolver esta tecnologia, ao contrário do que ocorre em outros países do mundo. De uma forma geral, a experiência brasileira no setor de geração distribuída com painéis solares fotovoltaicos resume-se atualmente a plantas experimentais [6] baseadas em painéis solares fotovoltaicos e conversores adquiridos de fabricantes estrangeiros.

### 1.3 Objetivos e justificativa

O principal objetivo desta pesquisa foi o desenvolvimento da tecnologia de conversores eletrônicos para a conexão de sistemas fotovoltaicos e outras fontes de energia à rede elétrica,

contribuindo para o avanço da geração distribuída de energia elétrica com fontes alternativas no Brasil.

O foco do trabalho foi o desenvolvimento do conversor eletrônico, que é o elemento de ligação entre os painéis solares fotovoltaicos e a rede elétrica. Todos os sistemas de geração distribuída de energia elétrica com painéis solares fotovoltaicos necessitam de um conversor eletrônico para a conexão com a rede elétrica. Embora o conversor tenha sido desenvolvido para o uso em sistemas fotovoltaicos, a mesma tecnologia pode ser adaptada para outros tipos de fontes alternativas de energia (geradores eólicos, células a combustível, micro-turbinas). O interesse desta pesquisa residiu na energia solar fotovoltaica devido à grande aplicabilidade desta fonte de energia no território brasileiro, que possui elevados níveis de irradiação solar. Foi construído, empregando o conversor eletrônico desenvolvido, um sistema fotovoltaico experimental conectado à rede elétrica (Fig. 1.5).

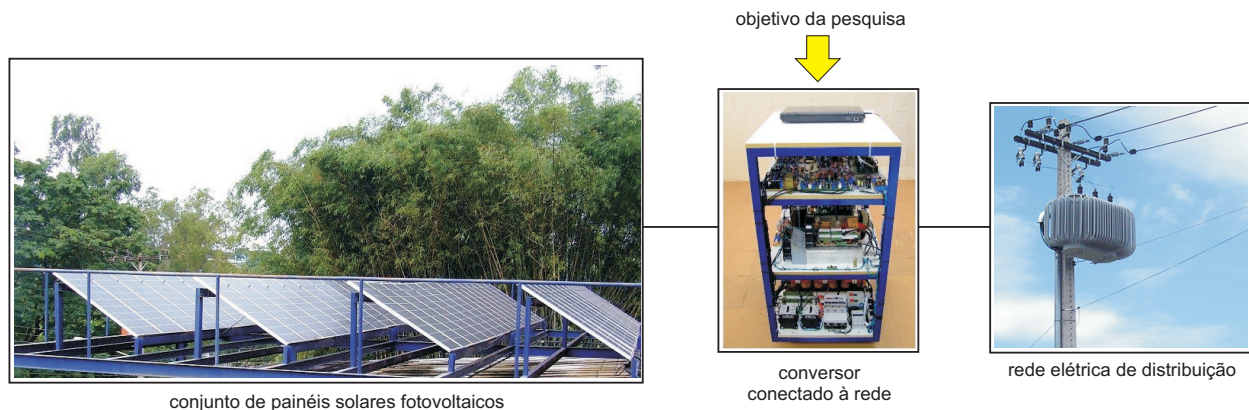


Figura 1.5: Componentes do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica construído na UNICAMP. À esquerda: Conjunto de painéis solares com 60 módulos de 125 W. No centro: conversor trifásico de potência que faz a conexão de painéis solares com a rede elétrica. *Fontes: arquivo pessoal e figura extraída de images.google.com.*

A UNICAMP e outras instituições de pesquisa brasileiras vêm há alguns anos desenvolvendo projetos e estudos com o objetivo de testar tecnologias para fontes alternativas de energia. Geralmente, nesses estudos são usados materiais e componentes importados, adquiridos de fabricantes estrangeiros por elevados custos. Embora esses estudos sejam importantes para a introdução de energias alternativas no país, o uso de tecnologia estrangeira e a ausência de

componentes e equipamentos no mercado nacional evidenciam o atraso tecnológico e a dependência do Brasil na área de exploração de fontes alternativas de energia elétrica. Os resultados desta pesquisa, juntamente com os esforços que vêm sendo feitos por outros pesquisadores brasileiros, são uma contribuição ao desenvolvimento de tecnologia nacional para a exploração de fontes alternativas de energia em sistemas conectados à rede.

Nesta pesquisa foram estudados diversos assuntos que fazem parte dos sistemas de geração distribuídos fotovoltaicos: requisitos para a conexão com a rede elétrica, modelagem e controle de conversores eletrônicos, modelagem e simulação de painéis solares, regulação da tensão fotovoltaica, sistemas de controle de correntes, controle de tensão, sincronismo com a rede elétrica e o rastreamento do ponto de máxima potência dos painéis solares.

O conversor foi desenvolvido no Laboratório de Eletrônica de Potência da FEEC (Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação) e foi colocado em operação na planta de energia fotovoltaica existente nas dependências do Instituto de Física Gleb Wataghin, na UNICAMP. As principais características do conversor desenvolvido são listadas na Tabela 1.1.

Tabela 1.1: Características técnicas do conversor.

Características principais	Conversor de dois estágios (CC-CC e CC-CA) com transformador isolador de alta frequência
Potência nominal de projeto	10 kW
Tensão de entrada	200 V - 500 V (contínua)
Corrente de entrada nominal	40 A (contínua)
Corrente de entrada máxima	80 A (contínua)
Tensão de saída nominal	127 V / 220 V (rede trifásica)
Corrente de saída nominal	senoidal, 30 A (pico), 60 Hz (frequência sincronizada com a rede)
Frequência de chaveamento	10 kHz (módulo CC-CA), 20 kHz (módulo DC-DC)
Módulo de processamento	DSP (microprocessador) de ponto flutuante TMS320F28335

## 1.4 Conclusões

Este capítulo fez uma introdução sobre os assuntos da geração distribuída e das fontes alternativas de energia, apresentando um breve panorama sobre a situação da energia solar fotovoltaica no Brasil com base em referências recentes encontradas na literatura. No final do capítulo foram apresentadas algumas justificativas e os objetivos gerais do trabalho.

# Capítulo 2

## Dispositivos e sistemas fotovoltaicos

### 2.1 Introdução

A primeira parte deste capítulo traz informações sobre dispositivos solares fotovoltaicos, denominados simplesmente dispositivos fotovoltaicos na maior parte deste texto. Um dispositivo fotovoltaico é aquele que converte a energia da luz solar diretamente em eletricidade. O dispositivo fotovoltaico elementar é a célula fotovoltaica. As células podem ser agrupadas para formar painéis ou módulos fotovoltaicos, que por sua vez podem ser agrupados em conjuntos ou arranjos fotovoltaicos. A segunda parte deste capítulo analisa a organização e o funcionamento de sistemas fotovoltaicos, que são sistemas construídos a partir de painéis fotovoltaicos acrescidos de conversores eletrônicos ou outros elementos necessários para o aproveitamento da energia fotovoltaica. O funcionamento dos sistemas fotovoltaicos, com foco nos sistemas conectados à rede, é explicado brevemente nesta segunda parte. O objetivo é apresentar uma rápida introdução sobre o assunto.

Ao longo deste trabalho diversos termos como dispositivo, célula, painel, conjunto e arranjo são usados para designar elementos que realizam a conversão fotovoltaica. A maior parte dos estudos realizados aqui, a menos que explicitamente indicado, tem foco sobre painéis e arranjos fotovoltaicos, que são os dispositivos comercialmente disponíveis.

## 2.2 Dispositivos fotovoltaicos

### 2.2.1 Histórico e desenvolvimentos recentes

As primeiras experiências com dispositivos fotovoltaicos remontam ao ano de 1839, com a descoberta por Bequerel [1] de uma tensão fotovoltaica resultante da ação da luz sobre um eletrodo imerso em solução eletrolítica. Em 1877 Adams e Day observaram um efeito similar no selênio sólido. Em 1905 o efeito fotovoltaico foi explicado por Albert Einstein, em pesquisa que lhe rendeu o prêmio Nobel. A continuidade das investigações por Fritts [7] levou anos depois ao desenvolvimento da célula fotovoltaica de selênio, que atingia eficiência de conversão próxima de 1% [8].

O início da era moderna da conversão fotovoltaica deu-se em 1954 [1], com o anúncio feito por Chapin e Reynold da conversão fotovoltaica com eficiência de 6% usando uma célula monocristalina de silício. Com pesquisas posteriores a eficiência da célula de silício chegou a 14%, perto do ano de 1960, alcançando 24% no início dos anos 1980 [8]. O silício é o material semicondutor mais estudado e foi o primeiro comercialmente utilizado em células fotovoltaicas [1]. O silício monocristalino tem um baixo coeficiente de absorção de luz, o que requer a obtenção de elevados graus de pureza, com melhor capacidade de absorção, para proporcionar eficiência de cerca de 24% – obtida em laboratório, acima das eficiências de 15% a 20% dos dispositivos fotovoltaicos comerciais.

O problema do custo do silício monocristalino levou ao desenvolvimento de tecnologias de baixo custo, com prejuízo da eficiência, originando a tecnologia do silício policristalino, amplamente usada atualmente em painéis fotovoltaicos comerciais [1].

Embora existam diversos materiais para a produção de células fotovoltaicas, as células solares de silício são atualmente a única tecnologia com grande penetração no mercado [9]. Por ser um material não tóxico e disponível em abundância na crosta terrestre, tem enorme vantagem sobre outros materiais semicondutores. Além disso, embora outros materiais possam fornecer eficiências maiores, o processo de fabricação de células com filmes de silício cristalino é mais simples e barato do que para outros materiais [9].

Tendo permanecido como curiosidade científica durante mais de um século, a conversão fotovoltaica de energia teve grande desenvolvimento nas décadas de 1970, 80 e 90. Inicialmente

usada em aplicações na indústria aeroespacial, posteriormente ganhou força em aplicações terrestres para geração de energia elétrica [1]. O interesse por fontes alternativas de energia, fortemente impulsionado nos anos 1970 com a crise do petróleo, impulsionou a pesquisa e o desenvolvimento de novos materiais e dispositivos fotovoltaicos.

No estágio atual de desenvolvimento as células fotovoltaicas não alcançaram ainda níveis de eficiência necessários para tornar a tecnologia competitiva com os combustíveis fósseis (apesar das frequentes ameaças de crise e flutuações de preços), a energia nuclear e a hidroelétrica, bem como outras fontes alternativas de energia, com destaque para a eólica. Embora atualmente a expectativa da participação da energia fotovoltaica não ultrapasse uma pequena fração do total da geração de energia elétrica em países onde a tecnologia é muito utilizada [1], a energia fotovoltaica é uma aposta para o futuro, principalmente com o desenvolvimento de pesquisas para a obtenção de materiais fotovoltaicos mais eficientes. O gargalo dos sistemas fotovoltaicos para a geração em massa de energia elétrica está no seu elemento básico: a célula fotovoltaica. Pesquisas no campo das células fotovoltaicas poderão tornar a tecnologia economicamente atraente (pelo aumento da eficiência da conversão energética e pelo barateamento dos materiais) e expandir sua utilização sobre o globo terrestre.

Atualmente, os dispositivos fotovoltaicos produzidos em larga escala e disponíveis comercialmente são constituídos de silício monocristalino e policristalino, atingindo eficiências comerciais entre 15% e 20%, aproximadamente, dependendo do grau de pureza do silício empregado na fabricação. O limite teórico de eficiência das células de silício é de 29% [10]. As células monocristalinas apresentam maior eficiência, mas sua produção é mais cara. Isso torna as células policristalinas comercialmente mais atraentes – embora menos eficientes, são mais interessantes para a produção em larga escala.

Em menor escala existem os dispositivos de silício amorfo, ou de filme fino, cujo processo de fabricação é totalmente diferente daquele usado na fabricação dos dispositivos mono e policristalinos. As técnicas de deposição usadas na fabricação dos filmes finos permitem criar dispositivos com várias camadas de materiais diferentes do silício [11], alcançando elevados níveis de eficiência devido ao melhor aproveitamento do espectro da luz incidente. Dispositivos de filmes

finos com eficiências maiores do que 40% já foram relatados na literatura [12, 13].

Dentro da categoria dos dispositivos de filmes finos, fabricados por deposição, existem também pesquisas para a fabricação de células de múltiplas camadas de filmes finos de silício, sem o uso de outros tipos de semicondutores, técnica que combina o baixo custo e a abundância do silício com a redução do custo fabril que o método da deposição de filmes pode representar [14, 15], além da elevada eficiência que as células multi-junção apresentam. Dados atuais apontam que a tecnologia deverá progredir na direção dos filmes de silício, pois o grande volume de produção necessário para comercializar a tecnologia não pode basear-se em semicondutores raros ou tóxicos [7].

Mais recentemente têm surgido pesquisas sobre as chamadas células fotovoltaicas orgânicas [16, 17], que utilizam polímeros e outros tipos de materiais combinados no lugar dos semicondutores [18, 19]. Os dispositivos orgânicos deverão tornar-se mais baratos do que os dispositivos inorgânicos baseados em silício ou outros materiais, mas as pesquisas ainda são recentes e a tecnologia não alcançou eficiências de conversão muito elevadas nem a confiabilidade necessária para a produção em larga escala [18, 20].

No cenário atual, dentre as diversas tecnologias existentes, as células de silício mono e policristalino correspondem a mais de 80% de tudo o que é produzido. Entretanto, a tecnologia de células de filmes finos de silício não cristalino (amorfo) tem despontado recentemente no mercado e a principal razão disso é a redução dos custos de manufatura em comparação com a tecnologia convencional de silício cristalino [21]. O futuro da tecnologia de dispositivos fotovoltaicos deve inclinar-se na direção das células de filmes múltiplos de silício ou de células orgânicas.

### 2.2.2 Funcionamento dos dispositivos fotovoltaicos

O dispositivo fotovoltaico elementar é a célula fotovoltaica. Pode-se entender uma célula fotovoltaica como um diodo com a junção  $p-n$  exposta à luz [1, 22], como mostrado na Fig. 2.1. A incidência da luz libera portadores de carga que dão origem a uma corrente elétrica quando o dispositivo está em circuito fechado [1]. Isto ocorre quando a energia do fóton incidente é suficiente para excitar os elétrons covalentes do semicondutor, fenômeno que depende do material empregado na construção do dispositivo e do comprimento de onda da luz incidente. Basicamente, o efeito



fotovoltaico consiste da absorção da radiação solar, da geração e transporte de portadores de carga no semicondutor, da separação dos portadores pela junção  $p$ - $n$  e finalmente da coleta dos portadores pelos terminais do dispositivo [2, 8].

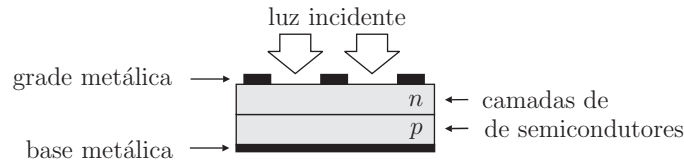


Figura 2.1: Estrutura física de uma célula fotovoltaica (seção transversal).

A taxa de geração de pares de elétrons e lacunas no semicondutor é determinada pelo fluxo luminoso incidente no dispositivo e pela capacidade de absorção do material semicondutor. A capacidade de absorção de fótons depende primariamente da banda de energia (*bandgap*) do semicondutor, da reflectância da superfície do dispositivo fotovoltaico (que depende do formato e do tratamento da superfície), da concentração intrínseca de portadores do semicondutor, da mobilidade eletrônica, da taxa de recombinação, da temperatura e de diversos outros fatores.

A radiação solar possui fótons de diferentes energias. Fótons de energia menor do que o *bandgap* da célula fotovoltaica não são aproveitados e não geram tensão e corrente elétricas. No caso de fótons com energia superior à do *bandgap*, somente a energia correspondente ao *bandgap* é aproveitada e convertida em eletricidade – o excesso de energia é simplesmente dissipado como calor na estrutura cristalina do semicondutor. A capacidade de geração de corrente elétrica é maior para semicondutores com pequeno *bandgap*, pois aproveita melhor o espectro da radiação solar. Entretanto, um *bandgap* pequeno proporciona uma baixa tensão de saída. [23]

Está longe do propósito deste texto o estudo detalhado do fenômeno físico da conversão fotovoltaica e dos fatores que influenciam o comportamento de uma célula fotovoltaica. Para os propósitos do estudo de conversores eletrônicos para sistemas fotovoltaicos é suficiente conhecer as características elétricas da célula ou do dispositivo fotovoltaico. No próximo capítulo serão abordados os modelos matemáticos da célula fotovoltaica ideal e dos dispositivos fotovoltaicos práticos, com foco nos dispositivos de silício cristalino.

Nas aplicações práticas e comerciais as células fotovoltaicas raramente são usadas isoladamente.

Associações de células em série são necessárias para fornecer tensões maiores e associações em paralelo são necessárias para aumentar a capacidade de fornecimento de corrente. Os painéis fotovoltaicos comerciais são compostos por dezenas de células associadas. Dependendo dos níveis de potência desejados para uma determinada aplicação, painéis fotovoltaicos podem ser associados em série ou em paralelo. A Fig. 2.2 ilustra uma célula fotovoltaica elementar de silício e um painel formado por várias células.

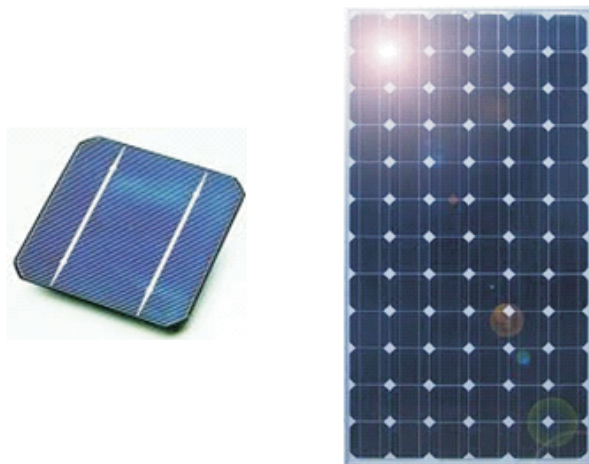


Figura 2.2: Dispositivos fotovoltaicos: célula elementar (esquerda) e painel formado por várias células (direita). *Fonte: images.google.com.*

Em uma associação série a mesma corrente flui por todos os dispositivos associados e a tensão de saída é a soma das tensões individuais. Em uma associação paralela a tensão de saída é igual à tensão fornecida por um único dispositivo e a corrente de saída é igual à soma das correntes individuais. A associação série tem como ponto fraco o efeito do escurecimento parcial de um dispositivo ou de alguns dispositivos do conjunto. Quando um dos elementos associados recebe menos luz do que os demais, este dispositivo prejudica o conjunto todo, pois a corrente fornecida fica limitada pelo dispositivo de menor corrente. A associação paralela é menos delicada, pois nesse caso um dispositivo que recebe pouca luz não prejudica os demais. As associações de dispositivos fotovoltaicos e o comportamento dos conjuntos série e paralelo são estudados com mais atenção em capítulo posterior deste trabalho.

### 2.2.3 Radiação solar

A eficiência de um dispositivo fotovoltaico depende da distribuição espectral da radiação solar <sup>1</sup>. O Sol é uma fonte de luminosa cujo perfil espectral pode ser comparado ao de um corpo negro perto de 6000 K. O corpo negro absorve e emite radiação eletromagnética em todos os comprimentos de onda. A distribuição teórica de comprimentos de onda da radiação do corpo negro é descrita matematicamente pela equação de Planck, que estabelece as relações entre o comprimento de onda, a temperatura e a distribuição espectral do corpo negro [23,24]. A Fig. 2.3 mostra a distribuição espectral do corpo negro comparada com distribuição da radiação solar.

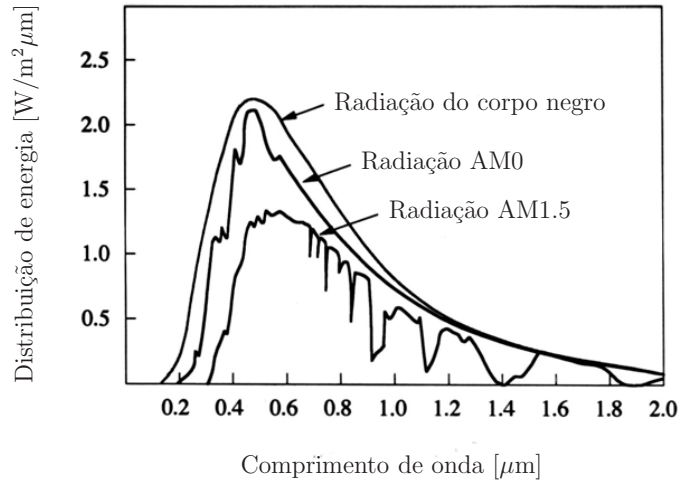


Figura 2.3: Distribuição espectral da luz solar no espaço (AM0) e na superfície terrestre (AM1.5).  
Fonte: Möller [1].

O estudo da radiação solar é complexo, pois o perfil espectral da radiação solar na superfície terrestre é influenciado por diversos fatores como a variação da temperatura ao longo do disco solar e o efeito da atmosfera terrestre [9]. No espaço extraterrestre, na distância média entre o Sol e a Terra, a energia solar irradiada é de cerca de 1,353 kW/m². Na superfície terrestre a radiação recebida é da ordem de 1 kW/m².

---

<sup>1</sup>Os termos *radiação*, *irradiação* e *irradiância* podem ser encontrados em textos sobre dispositivos fotovoltaicos. *Irradiância* refere-se à energia solar incidente por unidade de tempo e por área, expressa em [W/m²]. *Irradiação* e *intensidade de radiação* são sinônimos de *irradiância*. O termo *radiação* refere-se à energia irradiada pela fonte luminosa, enquanto o termo *irradiação*, muito usado ao longo deste trabalho, refere-se à quantidade de energia [W/m²] efetivamente recebida pelo dispositivo fotovoltaico.

O caminho da radiação solar através da atmosfera é convencionalmente descrito pela massa de ar, indicada na literatura por um coeficiente associado à sigla AM $x$  (*air mass*). O coeficiente  $x$  é definido como a secante do ângulo do Sol com relação à linha de zênite do ponto de captação (Fig. 2.4), ou seja:

$$x = \frac{1}{\cos \theta_z} \quad (2.1)$$

Existem na literatura diversas distribuições espectrais padronizadas. A distribuição AM1 corresponde ao espectro da radiação recebida do Sol quando posicionado bem acima do zênite do observador, ou seja,  $x = 1$ , o que significa que os raios solares atravessam a distância de uma camada atmosférica até atingir o ponto de captação. A distribuição AM1.5 corresponde à radiação recebida com ângulo de zênite solar  $\theta_z = 48,19^\circ$ . Neste caso os raios solares percorrem a distância de uma camada atmosférica e meia até chegarem à superfície terrestre. Com caminhos mais longos há desvio de raios luminosos e absorção atmosférica, fenômenos que alteram o conteúdo espectral recebido na superfície. A distribuição AM0 corresponde à radiação solar no espaço extra-terrestre, livre da influência atmosférica.

É também definida na literatura a *radiação global*, que corresponde à soma das radiações direta e difusa. A radiação difusa é aquela influenciada pela concentração de vapor na atmosfera e pela reflexão na superfície terrestre. O espectro de radiação global recebido em uma superfície com inclinação de  $37^\circ$  na direção do Sol, com um ângulo de zênite solar  $\theta_z = 48,19^\circ$  ( $x = 1,5$ ) recebe a denominação AM1.5G. A Fig. 2.4 ilustra as definições dos padrões AM1.5 e mostra os caminhos percorridos pelos raios solares nessas distribuições espectrais padronizadas.

A intensidade e a distribuição espectral da irradiação solar dependem da latitude e da longitude, da hora do dia, do dia do ano, das condições climáticas, da composição da atmosfera, da altitude e de diversos outros fatores [9]. Devido aos fatores que influenciam a distribuição espectral da radiação solar, os padrões AM $x$  encontrados na literatura representam apenas estimativas médias, com o propósito de servir como base para o cálculo e a comparação da eficiência de dispositivos fotovoltaicos. Além de imprecisos, devido aos inúmeros fatores que influenciam a distribuição espectral, as medidas atualmente disponíveis são limitadas e restritas a algumas poucas regiões do

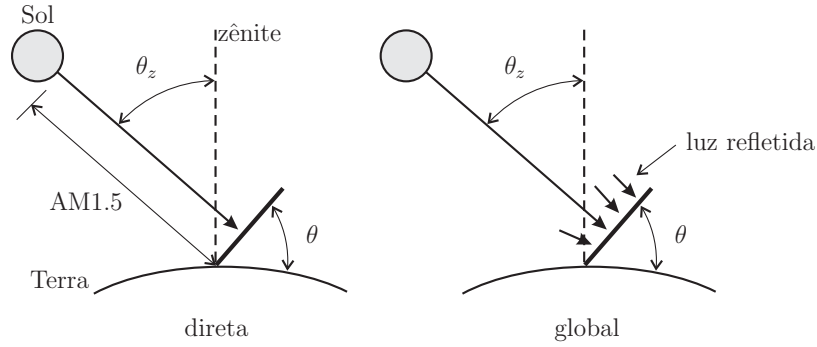


Figura 2.4: Definição das distribuições espectrais AM1.5 direta e global, com  $\theta_z = 48,19^\circ$  e  $\theta = 37^\circ$ .

mundo devido à falta de pesquisas sobre o assunto e à dificuldade de obter medidas espectrais. A distribuição AM1.5 é a mais frequentemente encontrada, sendo citada em praticamente todos os catálogos de fabricantes de painéis fotovoltaicos. A distribuição AM1.5 foi determinada com base na latitude média de países do hemisfério norte e não representa as condições de captação de luz solar em todas as partes do mundo.

## 2.3 Sistemas fotovoltaicos

### 2.3.1 Organização dos sistemas fotovoltaicos

Em algumas aplicações a tensão e a corrente contínuas disponíveis nos terminais dos dispositivos fotovoltaicos podem ser usadas para alimentar diretamente os consumidores (sistemas de iluminação, motores de corrente contínua, eletrodomésticos). Nos sistemas fotovoltaicos mais sofisticados a energia fornecida pelos painéis é processada por conversores eletrônicos para atender as mais diversas finalidades, como alimentar consumidores que exigem tensão contínua regulada ou tensão alternada, permitir o armazenamento da energia elétrica gerada ou a distribuição da energia para a rede elétrica, nos sistemas conectados à rede.

Os sistemas fotovoltaicos podem ser divididos em duas categorias básicas: os sistemas isolados e os sistemas conectados à rede. Um sistema isolado pode ser simplesmente um painel fotovoltaico alimentando diretamente uma carga. Um sistema isolado mais sofisticado possui um dispositivo

de armazenamento de energia (bateria), um controlador de carga (para regular a carga da bateria) e um conversor (normalmente um inversor CC-CA), que fornece a alimentação adequada para as cargas. O que caracteriza um sistema isolado é a presença do dispositivo fotovoltaico como única fonte de energia e o uso de elementos acumuladores (baterias). A Fig. 2.5 ilustra a organização genérica de um sistema fotovoltaico isolado.

No sistema conectado à rede, por outro lado, os consumidores são alimentados pela rede elétrica e o sistema fotovoltaico atua como fonte complementar de energia. A energia gerada pelo sistema fotovoltaico é injetada e distribuída na rede elétrica, como mostra a Fig. 2.6, que ilustra a organização de um sistema fotovoltaico conectado à rede.

É possível também encontrar sistemas híbridos, que operam tanto no modo conectado à rede como no modo isolado. No sistema híbrido é comum encontrar um dispositivo de armazenamento de energia para garantir a alimentação das cargas, em conjunto com a energia proveniente dos painéis solares, quando a rede elétrica é interrompida.

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede podem ser centralizados, constituindo usinas de geração de energia elétrica, ou sistemas descentralizados de geração distribuída instalados em residências, empresas e prédios públicos.

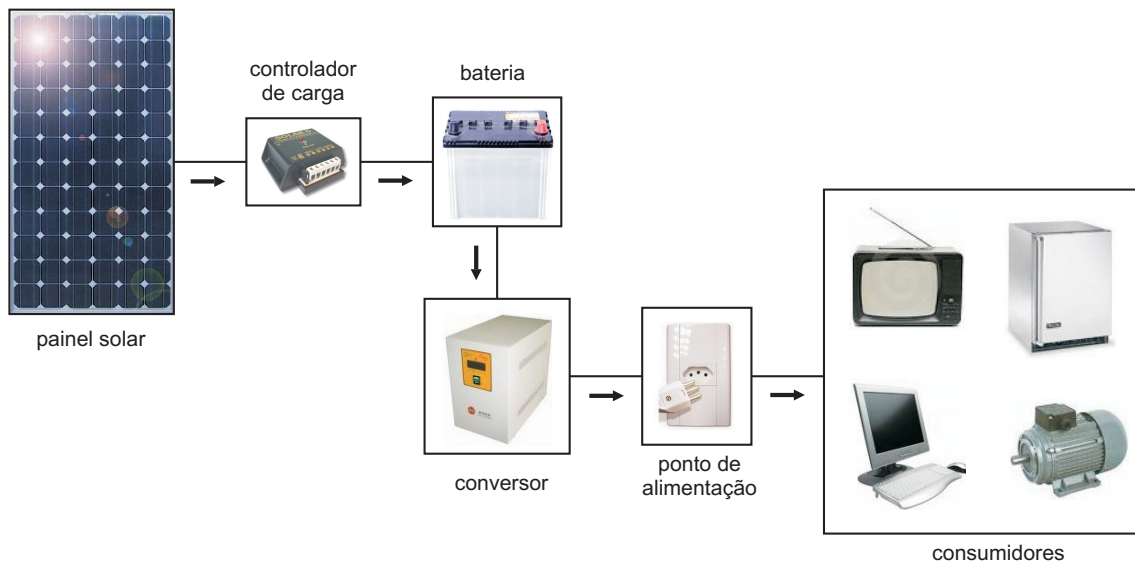


Figura 2.5: Organização de um sistema fotovoltaico isolado ou autônomo. *Fonte: composição com figuras extraídas de images.google.com.*

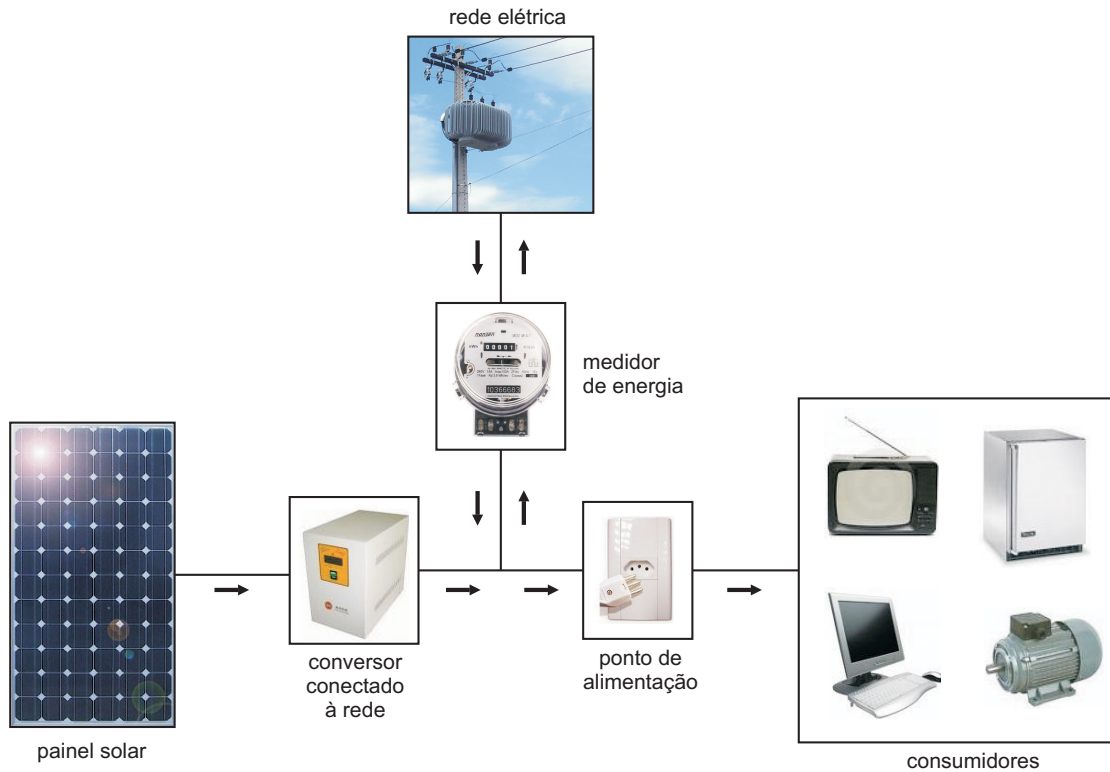


Figura 2.6: Organização de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. A rede e o painel solar alimentam os consumidores simultaneamente. *Fonte: composição com figuras extraídas de images.google.com.*

### 2.3.2 Recursos necessários nos sistemas conectados à rede

Os conversores eletrônicos necessários para efetuar a conexão dos sistemas fotovoltaicos com a rede elétrica são equipados com alguns recursos que nem sempre existem nos sistemas autônomos ou isolados. Primeiramente, o conversor deve fazer com que a máxima energia seja constantemente extraída do painel solar. Isso é feito através do recurso de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT, *maximum power point tracking*), que é responsável por garantir que o painel solar opere no seu ponto ótimo (de máximo rendimento). Devido ao fato de as condições de operação do painel (temperatura e irradiação) mudarem aleatoriamente durante a operação ao longo do dia, a estratégia de MPPT é necessária em todos os sistemas fotovoltaicos conectados à rede para maximizar a produção de energia, proporcionando o maior rendimento do sistema. A Fig. 2.7 mostra as curvas  $I \times V$  e  $P \times V$  de um dispositivo fotovoltaico, destacando a existência

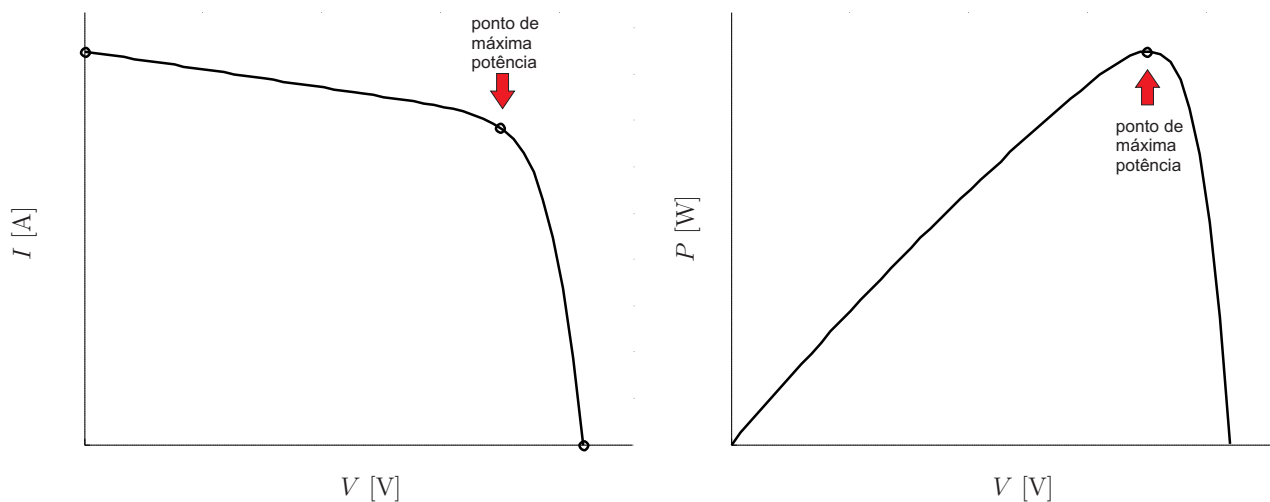


Figura 2.7: Curvas de “corrente  $\times$  tensão” e “potência  $\times$  tensão” de um dispositivo fotovoltaico. Observa-se a existência de um ponto onde a potência fornecida pelo dispositivo é máxima.

de um ponto onde a potência fornecida pelo dispositivo é máxima.

Outra função necessária e obrigatória em conversores usados em sistemas fotovoltaicos conectados à rede é o recurso de detecção do ilhamento do sistema, ou recurso anti-ilhamento (*anti-islanding*). Este recurso, exigido nas normas de países onde a conexão de conversores com a rede está bem regulamentada, é necessário para garantir a segurança de pessoas, equipamentos e instalações nas situações de interrupção do fornecimento de energia da rede elétrica. A Fig. 2.8 mostra uma situação de ilhamento do sistema fotovoltaico, na qual o fornecimento de energia da rede elétrica à instalação local foi interrompido. Nesta situação a instalação elétrica encontra-se ilhada e, se não houver um sistema anti-ilhamento para fazer a desconexão do conversor, o sistema fotovoltaico pode continuar alimentando sozinho as cargas locais. A menos que a instalação elétrica local passe a ser alimentada em sistema de micro-rede (*microgrid*), a exigência é que o gerador distribuído seja desconectado, mesmo que o sistema fotovoltaico seja capaz de suprir as cargas locais de modo que, hipoteticamente, o sistema local não perceba a ausência da alimentação da rede elétrica. Isto é necessário para evitar acidentes quando a alimentação da rede é restabelecida (evitando a conexão fora de fase entre o conversor e a rede) e para garantir a segurança de pessoas durante intervenções para manutenção na rede (desta forma assegura-se que a rede está totalmente desenergizada). A desconexão é feita através do recurso de anti-ilhamento, que deve ser capaz de



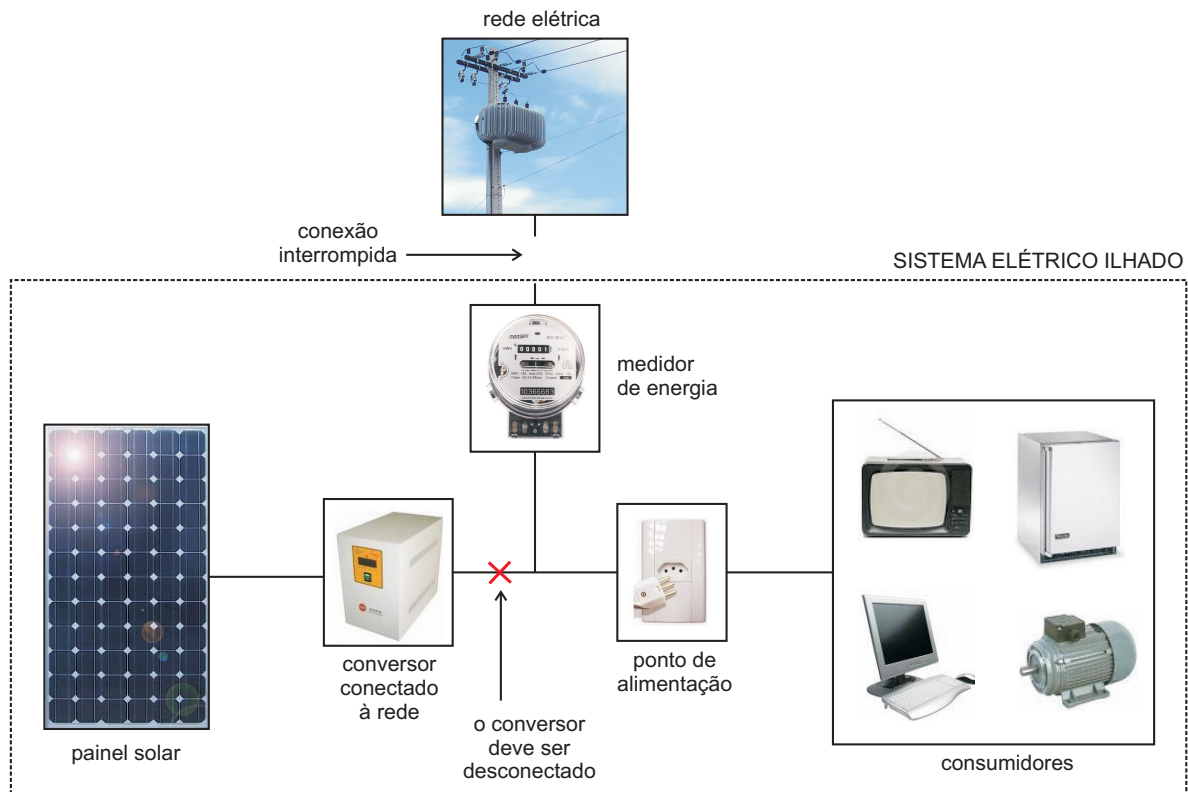


Figura 2.8: Sistema elétrico ilhado. O gerador fotovoltaico distribuído tenta alimentar os consumidores locais. As normas exigem que nesta situação o gerador seja desconectado para evitar acidentes durante o período de interrupção da rede elétrica (por exemplo, na manutenção das instalações elétricas) e no momento da reconexão da rede. *Fonte: composição com figuras extraídas de images.google.com.*

perceber rapidamente, com o uso de técnicas apropriadas, a ausência de alimentação da rede elétrica e automaticamente desligar ou desconectar o conversor.

### 2.3.3 Conjuntos ou arranjos fotovoltaicos

Células solares podem ser associadas para formar painéis fotovoltaicos, que por sua vez podem ser associados para formar conjuntos ou arranjos fotovoltaicos, denominados *arrays* na literatura.

Os conjuntos podem ser formados pela associação serial ou paralela de painéis. Grupos de painéis em série são denominados cadeias (*strings*) e normalmente são acompanhados de diodos de passagem (*bypass*) associados a cada um dos painéis da composição. Os efeitos da presença de diodos de passagem sobre o comportamento dos conjuntos fotovoltaicos são estudados na

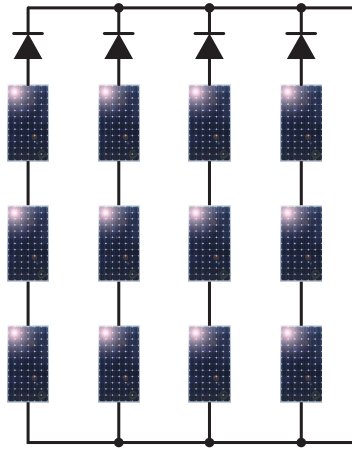


Figura 2.9: Ilustração de um arranjo fotovoltaico composto por  $3 \times 4$  painéis. Cada coluna de painéis em série, denominada cadeia (*string*), é acompanhada de um diodo de bloqueio (anti-retorno).

Seção 3.2.3. Os diodos, em princípio, são opcionais, porém sua presença é muito desejável. No caso de um dos painéis de uma cadeia receber menos luz do que os demais, toda a cadeia tem sua corrente limitada pelo painel deficiente sem a presença do diodo de passagem. O diodo de passagem tem a função de desviar o painel deficiente, possibilitando a operação normal dos demais painéis da cadeia. Além de desviar a corrente, o diodo de passagem protege as células do painel deficiente, que de outro modo pode ser danificado por causa da aplicação de tensão reversa sobre seus terminais [25]. Além do diodo de passagem, um diodo de bloqueio é necessário quando uma ou mais cadeias são conectadas em paralelo – cada cadeia do conjunto recebe um diodo de bloqueio (ou anti-retorno), como mostrado na Fig. 2.9, cuja função é evitar a circulação de corrente reversa nos painéis.

### 2.3.4 Topologias dos sistemas e estruturas de conversores

Os conversores eletrônicos para sistemas fotovoltaicos, conectados à rede ou não, podem ser construídos de diversas maneiras possíveis. Uma busca nas bases de dados científicas revela que é difícil organizar, estudar, entender, construir e comparar todas as estruturas e topologias de conversores eletrônicos de potência que já foram propostas para sistemas fotovoltaicos e outras fontes alternativas de energia. As referências [5, 26–32] apresentam apanhados de diversas propostas

de conversores eletrônicos para sistemas fotovoltaicos. Basicamente os conversores dividem-se em monofásicos e trifásicos, que são usados de acordo com a faixa de potência ou aplicação desejada. Dentro dessas duas categorias podem ser encontrados os sistemas de um ou de dois estágios. Finalmente, os sistemas e seus conversores podem ser classificados de acordo com a quantidade de painéis fotovoltaicos conectados e de acordo com a maneira como são subdivididos.

### Sistemas com conversor de um estágio

A tensão de entrada de inversores conectados à rede geralmente está entre 180 V e 500 V [33]. Um determinado número de painéis conectados em série é necessário para alimentar o inversor dentro da sua faixa de operação, enquanto um número de conjuntos idênticos é conectado em paralelo para proporcionar o fornecimento de potência desejado. Se a tensão de entrada for suficientemente elevada para permitir alimentar um conversor CC-CA conectado à rede, então um único estágio de conversão pode ser empregado, como mostrado na Fig. 2.10 [32].

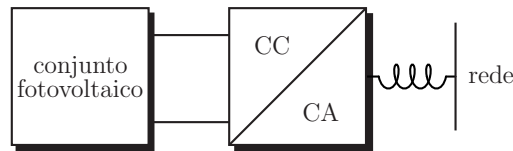


Figura 2.10: Sistema fotovoltaico conectado à rede com conversor de um estágio.

O conversor de um estágio tem a vantagem de reduzir o número de componentes e a complexidade do sistema, porém dificulta a isolação entre os painéis solares e a rede elétrica. As normas de alguns países exigem que os painéis sejam aterrados e isolados, o que torna complicado o uso de sistemas desse tipo, pois a rede fica eletricamente conectada com a terra por intermédio do conversor, o que pode gerar falhas devido à circulação de corrente da rede para a terra.

Para resolver o problema da falta de isolação entre o conjunto fotovoltaico e a rede elétrica é possível introduzir um transformador de isolação da saída do conversor CC-CA, porém esta é uma solução indesejável devido aos grandes volume e peso do transformador, que opera na frequência da rede, dependendo da potência do conversor.

## Sistemas com conversor de dois estágios

Os sistemas com dois estágios, relatados em trabalhos como [32] e [34], permitem o desacoplamento entre os painéis fotovoltaicos e a rede elétrica. Além de possibilitar a isolação elétrica entre os painéis e a rede com o uso de topologias de conversores isolados, os sistemas com dois estágios permitem tornar a faixa da tensão de entrada do sistema fotovoltaico independente da tensão da rede. O primeiro estágio fica responsável por alimentar um barramento de tensão contínua, constituído por um capacitor de desacoplamento de potência, enquanto o segundo estágio fica responsável por realizar a conexão da rede. A tensão do barramento comum entre os dois conversores depende da tensão da rede, porém a faixa de tensão de entrada do sistema, do lado dos painéis solares, depende apenas do ganho de tensão do primeiro estágio. A Fig. 2.11 ilustra um sistema com conversor de dois estágios.

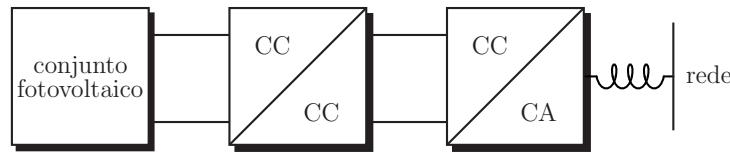


Figura 2.11: Sistema fotovoltaico conectado à rede com conversor de dois estágios.

## Transformador de isolação

Os conversores para sistemas conectados à rede podem possuir ou não um transformador de isolação. A presença de um transformador torna o sistema mais seguro, pois possibilita a isolação completa entre o lado CC (painéis fotovoltaicos) e o lado CA (rede elétrica), impedindo a circulação de correntes de fuga. A isolação por transformador também facilita o aterramento dos painéis fotovoltaicos, principalmente nos sistemas com neutro aterrado, uma vez que os potenciais da rede elétrica e dos painéis ficam dissociados. [35, 36]

Um aspecto importante nos sistemas com transformador é a localização deste dispositivo: no estágio CC (transformador de alta frequência) ou na saída do estágio CA (transformador na frequência da rede elétrica). Nos conversores de um único estágio o uso do transformador é possível somente na baixa frequência, na saída do conversor.

## Sistemas modulares

O sistema fotovoltaico da Fig. 2.12 é a maneira mais fácil, usando um conversor de dois estágios, de conectar um conjunto de painéis fotovoltaicos à rede elétrica. Neste exemplo é empregado um conversor CC-CA trifásico. Esse tipo de organização tem o inconveniente de não permitir o máximo aproveitamento da energia caso os *strings* de painéis não sejam idênticos ou não operem em iguais condições, o que quase sempre ocorre na prática.

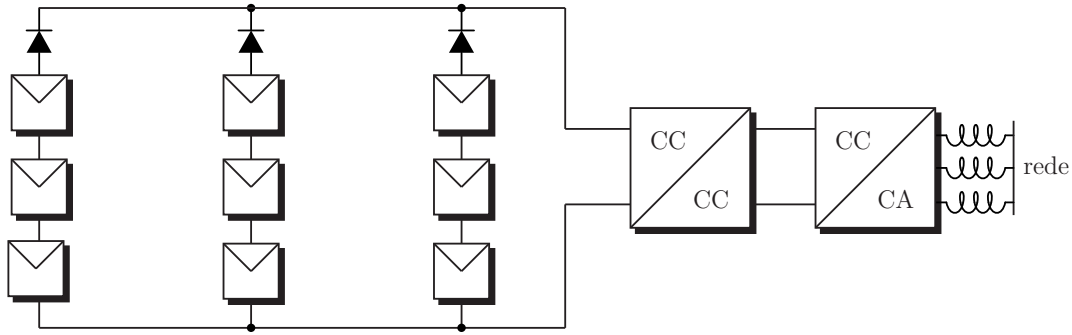


Figura 2.12: Conjunto de painéis solares conectado à rede através de um sistema de dois estágios.

Muitos trabalhos na literatura apontam a modularização dos sistemas fotovoltaicos como uma estratégia muito eficiente para maximizar a potência instantânea gerada [37–43]. As Figs. 2.13-2.17 ilustram alguns tipos de sistemas fotovoltaicos modulares, que também podem ser denominados sistemas descentralizados ou sistemas multi-cadeias (*multi-string*).

Uma maneira simples para melhorar o aproveitamento da energia gerada por cada cadeia de painéis é utilizar sistemas monofásicos dedicados, como ilustra a Fig. 2.13. Esta estratégia de modularização, aplicável em redes trifásicas, é interessante por sua simplicidade.

Uma estratégia interessante para a modularização de sistemas fotovoltaicos é o uso de diversos conversores CC-CC alimentando um único inversor CC-CA concentrador. Sistemas desse tipo proporcionam o melhor aproveitamento da energia fotovoltaica, pois permitem que o rastreamento do ponto de máxima potência seja realizado individualmente para cada cadeia de painéis [33], evitando que falhas, diferenças entre painéis e sombreamento parcial de uma das cadeias afetem o desempenho do conjunto todo.

A Fig. 2.14 mostra um sistema onde cada cadeia possui um conversor CC-CC dedicado [43]. Os

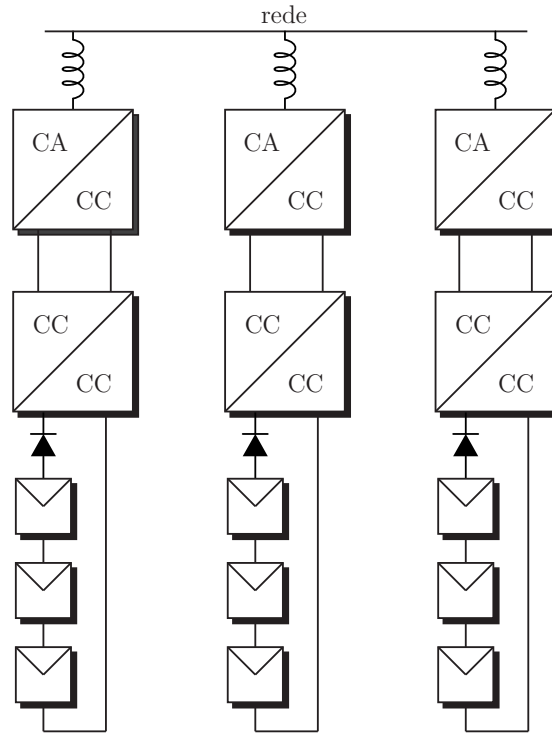


Figura 2.13: Sistema fotovoltaico modular onde cada cadeia de painéis é conectada à rede por um conversor monofásico de dois estágios (CC-CC e CC-CA).

conversores CC-CC alimentam um único conversor CC-CA (trifásico, neste exemplo) através de um barramento CC comum. A vantagem deste sistema é que os conversores CC-CC podem otimizar o uso das cadeias e, independentemente da potência gerada por cada uma delas, o conversor CC-CA trifásico distribui uniformemente a energia nas três fases da rede. Além da vantagem da distribuição uniforme, a estratégia da Fig. 2.14 é mais econômica do ponto de vista construtivo e também do ponto de vista de perdas de energia, pois um único conversor CC-CA pode ser alimentado por inúmeros módulos CC-CC. O uso de diversos conversores CC-CA é economicamente desvantajoso pois requer o uso de diversos aparelhos, cada qual com seus sistemas de controle, elementos magnéticos, dispositivos de proteção, etc. Além disso, o número de chaves é maior na estratégia com vários conversores CC-CA – por exemplo, três conversores CC-CA monofásicos, supondo inversores do tipo fonte de tensão com dois níveis, utilizam 12 transistores, ao passo que um conversor trifásico utiliza apenas 6.

Outros tipos de sistemas modulares que utilizam vários conversores CC-CC são possíveis e

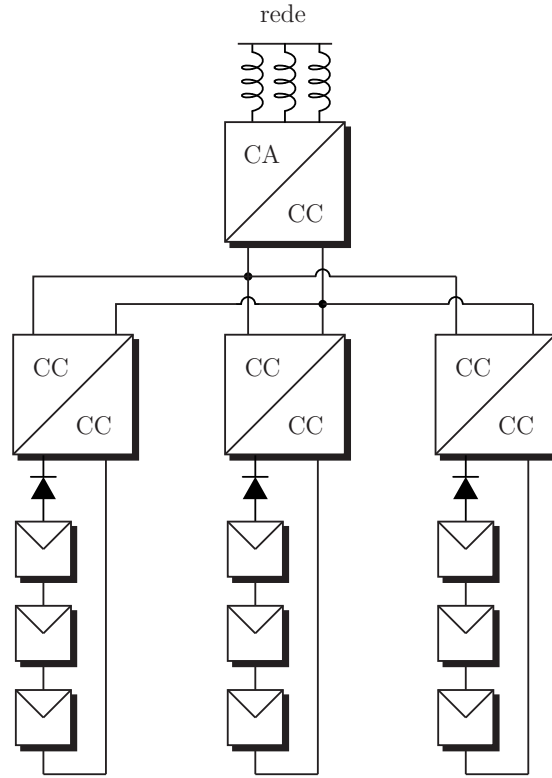


Figura 2.14: Sistema modular com um conversor CC-CC para cada cadeia.

têm sido apresentados na literatura, mas não superam a simplicidade dos esquemas mostrados nas figuras anteriores. A Fig. 2.15 ilustra um sistema onde cada painel é acompanhado de um conversor CC-CC dedicado [33, 37–39]. Embora esta estratégia possa aumentar a eficiência dos sistemas fotovoltaicos [33], a complexidade e a dificuldade de implementação desses sistemas são muito maiores do que nos sistemas convencionais não modulares ou multi-cadeias como o da Fig. 2.14. O sistema da Fig. 2.16 [43] pode ser considerado uma variação do sistema modular da Fig. 2.15, onde cada conversor é dedicado a um pequeno grupo de painéis paralelos, cada qual protegido por um diodo de bloqueio. A Fig. 2.17 apresenta uma variação do sistema da Fig. 2.14, onde cada cadeia recebe um conversor CC-CC em série, que faz o ajuste da queda de tensão necessária para otimizar a operação dos painéis [44].

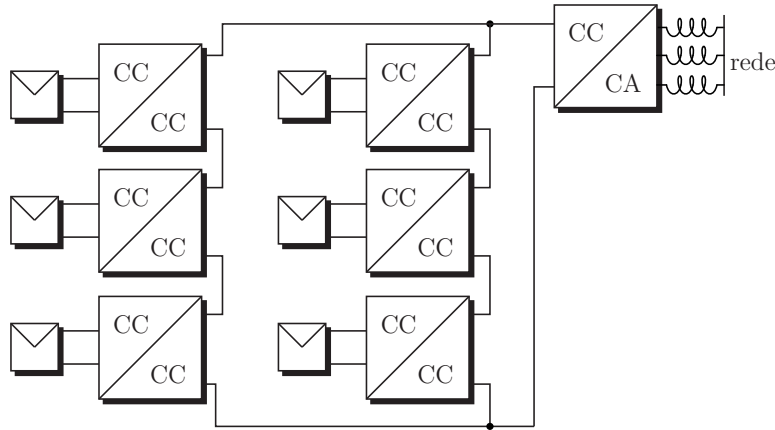


Figura 2.15: Sistema modular em que cada painel possui um conversor CC-CC dedicado.

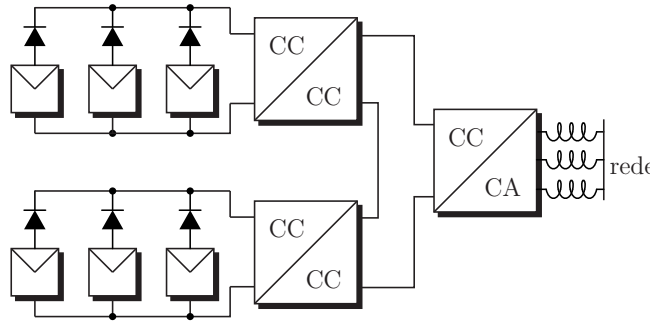


Figura 2.16: Exemplo de sistema modular com conversores CC-CC dedicados a grupos de painéis conectados em paralelo.

## 2.4 Requisitos para a conexão com a rede elétrica

Os requisitos para a conexão de conversores para geração distribuída à rede elétrica de baixa tensão não estão definidos no Brasil. Sobre este assunto a literatura internacional [35, 36] frequentemente faz referência às recomendações do IEEE (organismo dos Estados Unidos) e IEC (organismo que tem mais de 60 países membros, incluindo União Europeia, Estados Unidos, Canadá, China, Coreia e Austrália) [35]. Em complemento aos padrões definidos por esses dois organismos, existem regulamentos próprios definidos em alguns países [45]. Embora muitos países já tenham uma indústria fotovoltaica consolidada, com milhares de sistemas fotovoltaicos conectados à rede em operação, os estudos para padronização e regulamentação estão em constante evolução.



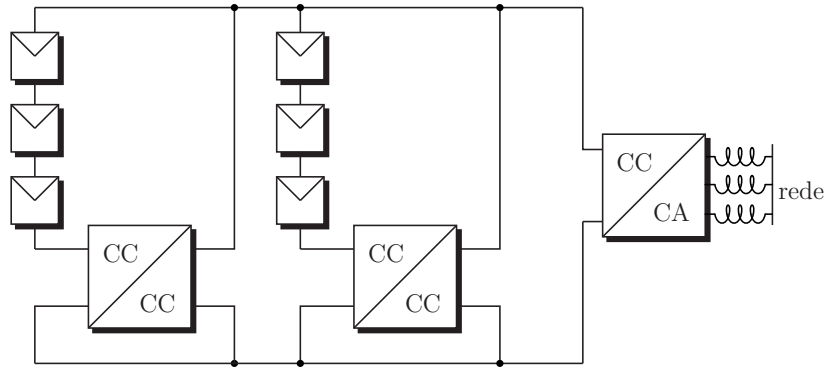


Figura 2.17: Exemplo de sistema modular com conversores CC-CC dedicados a grupos de painéis conectados em série.

Atualmente, somente nos organismos IEC e IEEE, existem cerca de 30 normas ou recomendações tratando dos materiais e equipamentos para sistemas fotovoltaicos [46]. A lista abaixo cita alguns dos documentos mais importantes e diretamente relacionados aos conversores conectados à rede [35, 36, 47–53].

- IEEE 1547: *Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems* - Padrão para a conexão de recursos distribuídos com a rede elétrica.
- IEEE 929-2000: *Recommended practice for utility interface of photovoltaic (PV) systems* - Prática recomendada para a conexão com a rede de sistemas fotovoltaicos.
- IEC 61727: *Characteristics of the utility interface* - Características da rede elétrica no ponto de conexão.
- IEC 62116: *Testing procedure of islanding prevention methods for utility-interactive photovoltaic inverters* - Procedimento de teste de métodos de detecção de ilhamento para inversores fotovoltaicos conectados à rede elétrica.
- VDE 0126-1-1: *Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid* - Desconexão automática de geradores da rede elétrica pública de baixa tensão.

Os documentos citados abordam assuntos como as características de aterramento e isolamento, qualidade de energia elétrica (conteúdo harmônico e injeção de nível CC na rede), proteção contra

ilhamento (segurança da conexão com a rede) e outros assuntos relacionados com a tecnologia fotovoltaica e com a tecnologia de conversores eletrônicos. A seguir se encontra um resumo dos requisitos que os conversores para sistemas fotovoltaicos conectados à rede devem atender [35, 36, 48–51, 53, 53–55].

## Tensão de operação

O conversor conectado à rede de baixa tensão realiza apenas o controle da corrente fornecida, não devendo exercer qualquer controle sobre a tensão da rede. Os parâmetros de tensão fornecidos pelas normas dizem respeito às tensões máxima e mínima com as quais o conversor deve ser capaz de operar. O conversor deve desconectar-se quando condições anormais de tensão são detectadas, com diferentes velocidades de desconexão para faixas distintas de tensão. As normas IEE 1547, IEC 61727 e VDE 0126-1-1 [36, 47] possuem diferentes requisitos com relação ao comportamento do conversor na presença de distúrbios na tensão da rede, conforme mostram as Tabelas 2.1-2.3 .

Tabela 2.1: Tempos de desconexão na ocorrência de distúrbios de tensão - padrão IEEE 1547.

Faixa de tensão (% do valor nominal)	Tempo de desconexão (s)
$V < 50$	0,16
$50 \leq V \leq 88$	2,00
$110 \leq V \leq 120$	1,00
$V > 120$	0,16

Tabela 2.2: Tempos de desconexão na ocorrência de distúrbios de tensão - norma IEC 61727.

Faixa de tensão (% do valor nominal)	Tempo de desconexão (s)
$V < 50$	0,10
$50 \leq V \leq 85$	2,00
$110 \leq V \leq 135$	2,00
$V > 135$	0,05

Tabela 2.3: Tempos de desconexão na ocorrência de distúrbios de tensão - norma VDE 0126-1-1.

Faixa de tensão (% do valor nominal)	Tempo de desconexão (s)
$110 \leq V \leq 85$	0,20

## Frequência

A tensão e a corrente do conversor são sincronizadas com a rede elétrica, o que significa que a frequência de operação do conversor é rigorosamente a mesma da rede. As recomendações sobre a frequência de operação do conversor dizem respeito aos limites inferior e superior de frequência. Quando a rede apresenta frequências fora desses limites o conversor deve desconectar-se. A norma IEC recomenda que o desvio máximo de frequência permitido seja de  $\pm 1$  Hz, enquanto o padrão IEEE permite a operação do conversor somente dentro do intervalo de 59,3 Hz a 60,5 Hz. A verificação da frequência da operação da rede é o primeiro requisito (necessário, mas não suficiente) para a detecção da condição de ilhamento.

Tabela 2.4: Faixas de desvio de frequência e tempos de desconexão.

Norma	Faixa de frequência (Hz)	Tempo de desconexão (s)
IEEE 1547	$59,3 < f < 60,5$	0,16
IEC 61727	$f_n - 1 < f < f_n + 1$	0,2
VDE 0126-1-1	$47,5 < f < 50,2$	0,2

## Aterramento e corrente CC residual

O sistema conectado à rede deve permitir a conexão à terra do terminal negativo do painel ou do conjunto fotovoltaico. A fuga de corrente para a terra deve ser monitorada por um medidor de corrente CC residual, sobretudo nos conversores sem transformador de isolamento. Os conversores comercialmente disponíveis, ao menos os mais sofisticados e construídos dentro das normas, trazem embutidos um sistema de proteção contra falha de aterramento, que impede o funcionamento do equipamento, desconectando-o da rede, se alguma fuga de corrente for detectada.

## Injeção de corrente CC

A injeção de corrente CC pelo conversor pode ocorrer devido à assimetria entre os semiciclos positivo e negativo da tensão produzida pelo inversor. Essa assimetria, causada por diferenças nas larguras dos pulsos da tensão chaveada na saída do conversor, deve ser monitorada e mantida dentro do limite recomendado. O padrão IEEE 1547 prevê um limite de corrente CC de 0,5% da

corrente nominal do conversor, enquanto o limite da norma IEC 61727 é de 1%. A norma VDE 0126-1-1 não regulamenta o limite em termos de porcentagem da corrente nominal, prevendo um limite absoluto de 1 A e um tempo de desconexão máximo de 0,2 s caso o valor da corrente CC exceda o limite. Os documentos IEEE 1574 e IEC 61727 mencionam que a monitoração da corrente CC injetada deve ser feita por meio de análise harmônica (FFT) e não têm recomendação quanto ao tempo máximo e desconexão [47].

## Distorção harmônica

A distorção harmônica total (DHT ou THD, *total harmonic distortion*) da corrente injetada pelo conversor não pode ser superior a 5%. Além desta recomendação geral, as normas IEE 1574 e IEC 61727 ainda prevêm limites máximos para diversas faixas de frequências harmônicas, conforme a Tabela 2.5

Tabela 2.5: Limites de conteúdo harmônico de corrente (% da corrente fundamental).

Harmônicas	Limite
THD (todas as harmônicas)	5%
da 3 <sup>a</sup> à 9 <sup>a</sup>	4%
da 11 <sup>a</sup> à 15 <sup>a</sup>	2%
da 17 <sup>a</sup> à 21 <sup>a</sup>	1,5%
da 23 <sup>a</sup> à 33 <sup>a</sup>	0,6%
acima da 33 <sup>a</sup>	0,3%
harmônicas pares	25% dos limites acima

## Fator de potência

Em geral, os geradores distribuídos de pequena potência não devem participar do controle do sistema de potência e até o momento não existe regulamentação que permita o contrário, portanto não devem trocar potência reativa com a rede elétrica e devem idealmente trabalhar com fator de potência unitário. A situação pode ser diferente para geradores distribuídos de grande potência, que podem eventualmente participar do controle do sistema elétrico.

Embora rigorosamente a corrente injetada pelo conversor deva ter a mesma fase da tensão

da rede, ou seja, o conversor injeta apenas potência ativa, existem situações em que o fator de potência poderá não ser unitário em função de erros (dentro de limites aceitáveis) no controle de corrente (devido a atrasos nos sensores de corrente ou tensão) e no sincronismo (devido a limitações do sistema de sincronismo empregado), por exemplo. De acordo com a norma IEC 61727, em qualquer circunstância o fator de potência deve ser indutivo e não pode ser inferior a 0,85 (conversor operando com mais de 10% da potência nominal) ou 0,90 (conversor operando com mais de 50% da potência nominal) [36]. Os documentos IEEE 1574 e VDE 0126-1-1 não fazem recomendações quanto aos limites de fator de potência [47].

### Detecção de ilhamento e reconexão

O conversor deve ser capaz de desconectar-se da rede elétrica quando o sistema fotovoltaico fica ilhado. Os documentos IEEE 1574, IEEE 929, IEC 62116, VDE 0126-1-1 possuem recomendações a este respeito e definem procedimentos de teste usados na verificação do desempenho do sistema anti-ilhamento. A literatura que explora o assunto do ilhamento é vasta e deverão ainda surgir normas mais elaboradas sobre este assunto, que é uma das maiores preocupações com relação à segurança dos geradores distribuídos de pequena potência conectados à rede elétrica. Um dos parâmetros analisados para a detecção do ilhamento é o desvio de frequência, entretanto não serve como único indicador da situação de ilhamento. Estudos sobre métodos sofisticados de detecção do ilhamento, capazes de abranger a maior parte das situações de ilhamento, reduzindo o tamanho da chamada zona de não detecção, podem ser encontrados literatura. Qualquer que seja o método empregado, os documentos IEEE 1574, IEEE 929 e IEC 62116 obrigam a desconexão do conversor 2 s após a constatação do ilhamento. A norma VDE 0126-1-1 prevê a desconexão após 5 s.

Tabela 2.6: Condições para reconexão.

Norma	Tensão (%)	Frequência (Hz)	Intervalo
IEE 1547	$88 < V < 110$	$59,3 < f < 60,5$	-
IEC 61727	$85 < V < 110$	$f_n - 1 < f < f_n + 1$	3 minutos

Após o ilhamento, depois de um intervalo mínimo de desconexão (norma IEC 61727) e após o restabelecimento das condições normais de tensão e frequência da rede, o conversor deve

automaticamente reconectar-se e sincronizar-se. A Tabela 2.6 mostra os diferentes requisitos para a reconexão com a rede.

## 2.5 Conclusões

Este capítulo fez uma introdução aos dispositivos fotovoltaicos, apresentou tipos de sistemas fotovoltaicos, analisou estruturas de conversores eletrônicos e versou sobre os recursos necessários nos conversores eletrônicos empregados em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Foram analisados, sem a pretensão de um estudo aprofundado, alguns padrões e normas internacionais sobre os requisitos para a conexão de sistemas solares fotovoltaicos à rede elétrica.

## Capítulo 3

# Modelagem e simulação de dispositivos fotovoltaicos

O objetivo deste capítulo é desenvolver um método simples e rápido para a modelagem e a simulação de dispositivos fotovoltaicos. Para a realização de estudos com conversores eletrônicos envolvendo painéis fotovoltaicos é necessário obter uma equação matemática e um modelo de simulação capazes de reproduzir a curva não linear de tensão e corrente que esses dispositivos apresentam. A partir da equação da curva característica é também possível obter modelos lineares em torno de um ponto de operação, muito úteis no desenvolvimento de modelos lineares de pequenos sinais de conversores eletrônicos para sistemas fotovoltaicos.

Muitos trabalhos na literatura apresentam propostas de métodos para modelar e simular dispositivos fotovoltaicos com base no modelo tradicional de um único diodo. Entretanto, muitos desses métodos baseiam-se no ajuste visual da curva matemática  $I \times V$  aos pontos da curva experimental, requerem a extração gráfica da inclinação da curva em determinados pontos ou exigem análises experimentais sobre o dispositivo fotovoltaico. Todos esses métodos são pouco práticos, pois nem sempre a curva  $I \times V$  está disponível nas folhas de dados dos fabricantes e nem sempre se tem o dispositivo disponível para o levantamento de informações experimentais. Alguns autores propuseram métodos de modelagem baseados em ferramentas de inteligência artificial [56–59] e técnicas de interpolação [60]. Esses métodos são pouco práticos e demasiadamente

complexos para este tipo de aplicação. Além disso, muitos desses trabalhos encontrados na literatura geralmente consideram modelos simplificados, onde as resistências série ( $R_s$ ) e paralela ( $R_p$ ) do dispositivo fotovoltaico são desprezadas. Ademais, são raros os trabalhos na literatura que se preocupam com o ajuste da curva  $P \times V$ — geralmente o ajuste é baseado exclusivamente na curva  $I \times V$ — e a potência de pico do modelo resultante nem sempre corresponde à potência de pico do dispositivo real.

## 3.1 Modelagem de dispositivos fotovoltaicos

### 3.1.1 Célula fotovoltaica ideal

A equação básica da teoria de semicondutores [61] que descreve matematicamente a característica  $I \times V$  de uma célula fotovoltaica ideal é:

$$I = I_{pv,cell} - \underbrace{I_{0,cell} \left[ \exp \left( \frac{qV}{akT} \right) - 1 \right]}_{I_d} \quad (3.1)$$

em que  $I_{pv,cell}$  é a corrente gerada pela incidência da luz,  $I_d$  é a equação do diodo de Shockley,  $I_{0,cell}$  é a corrente de saturação reversa do diodo,  $q$  é a carga elementar do elétron [ $1.60217646 \cdot 10^{-19} \text{C}$ ],  $k$  é a constante de Boltzmann [ $1.3806503 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$ ],  $T$  [K] é a temperatura da junção  $p-n$  e  $a$  é a constante de idealidade do diodo.

A Fig. 3.1 mostra o circuito equivalente de uma célula fotovoltaica ideal descrito pela equação (3.1). A Fig. 3.2 mostra a curva  $I \times V$  que tem origem na equação (3.1) e no circuito da Fig. 3.1.

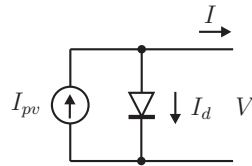


Figura 3.1: Modelo com um diodo da célula fotovoltaica ideal.



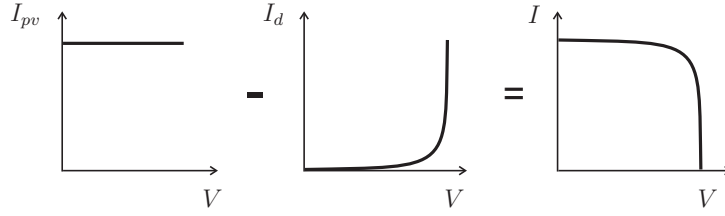


Figura 3.2: Curva  $I \times V$  característica de uma célula fotovoltaica na região de operação direta. A corrente resultante  $I$  é composta pela corrente fotoelétrica  $I_{pv}$  e pela corrente do diodo  $I_d$ .

### 3.1.2 Dispositivo fotovoltaico prático

A equação básica (3.1) de uma célula fotovoltaica elementar não representa a característica  $I \times V$  de um dispositivo fotovoltaico prático. O dispositivo prático mais comum é o painel solar, formado geralmente pela associação de células em série. As características nos terminais de um painel fotovoltaico requerem a inclusão de parâmetros adicionais na equação básica [61]:

$$I = I_{pv} - I_0 \left[ \exp \left( \frac{V + R_s I}{V_t a} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (3.2)$$

onde  $V_t = N_s k T / q$  é a tensão térmica do painel com  $N_s$  células conectadas em série. A conexão de células em paralelo é pouco comum nos painéis fotovoltaicos comerciais, mas se for realizada pode aumentar a capacidade de corrente, enquanto a conexão em série eleva as tensões fornecidas pelo conjunto. Se o conjunto for composto por  $N_p$  células conectadas em paralelo as correntes fotoelétrica e de saturação reversa podem ser expressas como:  $I_{pv} = I_{pv, cell} N_p$ ,  $I_0 = I_{0, cell} N_p$ . Em (3.2)  $R_s$  é a resistência série equivalente do painel e  $R_p$  é a resistência paralela equivalente. Esta equação origina a curva  $I \times V$  mostrada na Fig. 3.4, onde três pontos são destacados: curto-circuito  $(0, I_{sc})$ , máxima potência  $(V_{mp}, I_{mp})$  e circuito aberto  $(V_{oc}, 0)$ . Estes três pontos são denominados pontos notáveis em algumas partes deste texto.

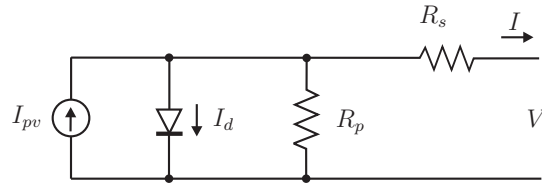


Figura 3.3: Modelo com um diodo de um dispositivo fototolvaico real.

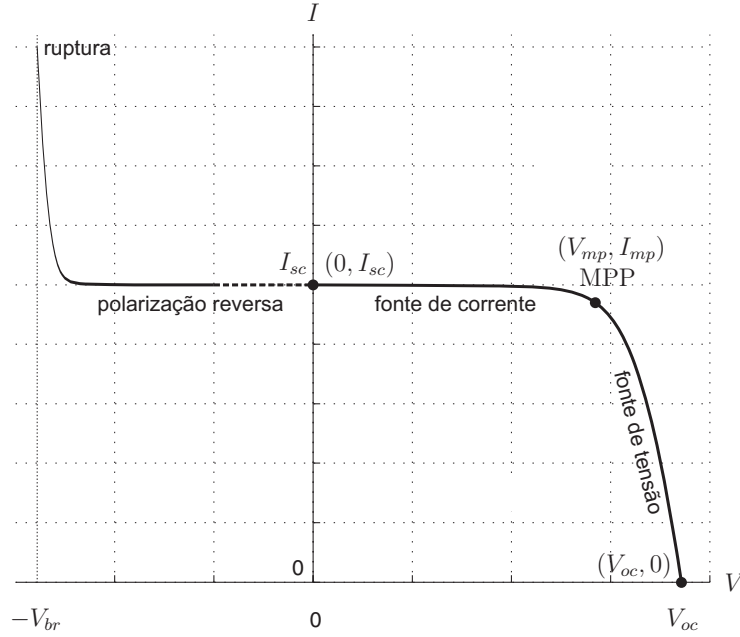


Figura 3.4: Curva  $I \times V$  característica de um dispositivo fotovoltaico prático e seus três pontos notáveis: curto-circuito  $(0, I_{sc})$ , máxima potência  $(V_{mp}, I_{mp})$  e circuito aberto  $(V_{oc}, 0)$ . A zona de polarização direta é dividida em duas regiões de operação: fonte de corrente e fonte de tensão. Na região de polarização reversa a tensão sobre o dispositivo é negativa e ele dissipa energia, podendo danificar-se por aquecimento. O dispositivo é invariavelmente danificado quando a tensão de ruptura  $V_{br}$  é alcançada.

A Fig. 3.4 também mostra a região de polarização reversa do dispositivo fotovoltaico [62], que não é considerada por este modelo. Um dispositivo fotovoltaico pode ser forçado a operar na região reversa quando estiver inserido num conjunto com vários dispositivos em série sem a utilização de diodos paralelos. Essa região de operação deve ser evitada porque o dispositivo dissipa energia elétrica e pode ser destruído por aquecimento ou ao alcançar a tensão de ruptura  $V_{br}$ . A operação na região reversa será abordada na Seção 3.2.3, quando for estudado o efeito do sombreamento parcial de conjuntos fotovoltaicos.

A equação (3.2) descreve o modelo de um diodo apresentado na Fig. 3.3. Alguns autores propõem modelos mais precisos e realistas usando dois ou mais diodos [63–68]. Entretanto, o modelo de um diodo apresenta uma boa relação entre simplicidade e precisão [69] e tem sido usado em diversos trabalhos encontrados na literatura. Muitas vezes este modelo é usado com

simplificações [56, 70–83], mas sempre mantendo a estrutura básica composta por uma fonte de corrente fotoelétrica em paralelo com um diodo que conduz no sentido contrário.

Os fabricantes de painéis fotovoltaicos não fornecem os parâmetros da equação da curva  $I \times V$  característica. Em vez disso, geralmente são fornecidas curvas e tabelas com dados experimentais sobre as características térmicas e elétricas do dispositivo. A corrente fotoelétrica, as resistências série e paralela, a constante de idealidade do diodo e a corrente de saturação reversa são desconhecidas. As folhas de dados dos painéis fotovoltaicos trazem normalmente estas poucas informações nas condições nominais de operação: a tensão de circuito aberto ( $V_{oc,n}$ ), a corrente de curto-circuito ( $I_{sc,n}$ ), a tensão de máxima potência ( $V_{mp}$ ), a corrente de máxima potência ( $I_{mp}$ ), o coeficiente de tensão e temperatura ( $K_V$  [V/K]), o coeficiente de corrente e temperatura ( $K_I$  [A/K]) e a máxima potência de pico ( $P_{max,e}$ ). Essas informações são sempre fornecidas nas condições padronizadas de teste ou condições nominais, que correspondem a uma temperatura de 25 °C e irradiação solar de 1000 W/m<sup>2</sup>.

Os dispositivos fotovoltaicos apresentam um comportamento híbrido de fonte de corrente e de fonte de tensão. Esses comportamentos são mais ou menos intensos de acordo com o ponto de operação, sendo que o gráfico da curva  $I \times V$  pode ser dividido em duas regiões principais de operação, como mostra a Fig. 3.4. À esquerda do ponto de máxima potência o dispositivo comporta-se predominantemente como fonte de corrente, enquanto à direita do ponto de máxima potência seu comportamento é mais parecido com o de uma fonte de tensão.

Um dispositivo fotovoltaico prático possui uma resistência série  $R_s$  que tem influência na operação do dispositivo como fonte de tensão e uma resistência paralela  $R_p$  que influi na operação como fonte de corrente. A resistência série  $R_s$  é a soma de diversas resistências estruturais do dispositivo, como mostra a Fig. 3.5. A resistência série é basicamente a soma das resistências de contato ôhmico do semicondutor  $p$  com a base de metal inferior, das resistências dos corpos dos semicondutores  $p$  e  $n$ , das resistências de contato da camada  $n$  com a grade de terminais metálicos superior e as resistências próprias dos terminais metálicos [2]. A resistência  $R_p$  existe principalmente devido à corrente de fuga da junção  $p-n$  e depende do método de fabricação das células fotovoltaicas. Foi mostrado em [62, 84, 85] que a resistência  $R_s$  diminui linearmente com

a tensão e a resistência  $R_p$  diminui com a temperatura [62, 86], mas essas resistências podem ser consideradas constantes sem prejuízo à validade do modelo. O valor de  $R_p$  é geralmente elevado e muitos autores [60, 72–75, 77, 78, 87–89] a desprezam para simplificar os modelos matemáticos. O valor de  $R_s$  é muito pequeno e muitas vezes este parâmetro é também desprezado [87, 90–92].

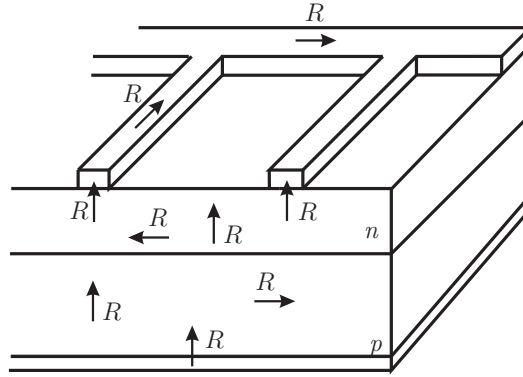


Figura 3.5: Detalhe da estrutura física de uma célula fotovoltaica ilustrando as origens das resistências ôhmicas. *Fonte: Lasnier & Ang, 1990 [2].*

A curva  $I \times V$  de um dispositivo fotovoltaico mostrada na Fig. 3.4 depende das características internas do dispositivo e de fatores externos como a quantidade de radiação solar incidente e a temperatura. A quantidade de luz incidente afeta diretamente a geração de portadores de carga e conseqüentemente a corrente fotoelétrica gerada pelo dispositivo. As correntes fotoelétricas ( $I_{pv}$ ) das células elementares que compõem um painel solar são difíceis de se determinar. As folhas de dados dos dispositivos informam apenas a corrente nominal de curto-circuito, que é a máxima corrente disponível nos terminais do dispositivo nas condições padronizadas de teste. Muitos autores normalmente desprezam as influências das resistências série e paralela e fazem  $I_{sc} \approx I_{pv}$  para simplificar a modelagem dos dispositivos fotovoltaicos.

A corrente fotoelétrica de uma célula fotovoltaica é diretamente proporcional ao nível de irradiação solar (expresso como irradiância [ $\text{W}/\text{m}^2$ ]) e varia linearmente com a temperatura, de acordo com a expressão [79, 93–95]:

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_I \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad (3.3)$$

onde  $I_{pv,n}$  [A] é a corrente fotoelétrica nas condições nominais (geralmente  $T_n = 25^\circ\text{C}$  e

$G_n = 1000 \text{ W/m}^2$ ),  $\Delta_T = T - T_n$  (sendo  $T$  e  $T_n$  respectivamente a temperatura de operação e a temperatura nominal [K, °C]),  $G$  [W/m<sup>2</sup>] é irradiação solar na superfície do dispositivo,  $G_n$  é a irradiância nominal e  $K_I$  é a constante que relaciona a variação da corrente em função da temperatura.

A corrente de saturação reversa do diodo ( $I_0$ ) depende da temperatura de acordo com a expressão [93, 94, 96–99]:

$$I_0 = I_{0,n} \left( \frac{T_n}{T} \right)^3 \exp \left[ \frac{qE_g}{ak} \left( \frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (3.4)$$

onde  $E_g$  é a energia de banda proibida do semiconductor ( $E_g = 1,12 \text{ eV}$  no silício policristalino a  $25^\circ\text{C}$  [72, 93]) e  $I_{0,n}$  é a corrente de saturação reversa nominal:

$$I_{0,n} = \frac{I_{sc,n}}{\exp \left( \frac{V_{oc,n}}{aV_{t,n}} \right) - 1} \quad (3.5)$$

sendo  $V_{t,n}$  a tensão térmica de  $N_s$  células em série na temperatura nominal  $T_n$ .

A corrente de saturação  $I_0$  do dispositivo fotovoltaico depende da densidade de corrente de saturação do semiconductor ( $J_0$ , geralmente dada em [A/cm<sup>2</sup>]) e da área efetiva das células fotovoltaicas. A densidade de corrente  $J_0$  depende de características intrínsecas do dispositivo fotovoltaico, que dependem de diversos parâmetros físicos tais como o coeficiente de difusão dos elétrons no semiconductor, o tempo de vida dos portadores minoritários, a densidade intrínseca de portadores e muitos outros [68]. Essas informações não estão geralmente disponíveis para os dispositivos fotovoltaicos comerciais e precisam ser determinadas por algum método. A corrente de saturação nominal  $I_{0,n}$  pode ser obtida indiretamente através da equação (3.2) efetuada na condição nominal de circuito aberto, ou seja, fazendo  $V = V_{oc,n}$ ,  $I = 0$  e  $I_{pv} \approx I_{sc,n}$ .

A constante de idealidade do diodo  $a$  pode ser escolhida arbitrariamente. Tem-se geralmente  $1 \leq a \leq 1,5$  e a escolha depende de outros parâmetros do modelo  $I \times V$ . Há diversas opiniões sobre a melhor forma de determinar  $a$ . Muitos autores discutem maneiras de determinar o valor correto desta constante [69, 72]. Alguns valores de  $a$  baseados em análises empíricas podem ser encontrados em [93]. Por tratar-se de um parâmetro empírico, o valor de  $a$  pode ser arbitrariamente

escolhido para realizar a modelagem de um dispositivo fotovoltaico. Esta constante de idealidade afeta a curvatura da característica  $I \times V$  e, dependendo do resultado obtido, seu valor pode ser posteriormente ajustado para melhorar o modelo.

A corrente de saturação reversa do dispositivo fotovoltaico pode ser alternativamente determinada pela equação (3.4), que leva em consideração os coeficientes  $K_V$  e  $K_I$ , que relacionam as variações de tensão e corrente em função da temperatura:

$$I_0 = \frac{I_{sc,n} + K_I \Delta T}{\exp\left(\frac{V_{oc,n} + K_V \Delta T}{aV_t}\right) - 1} \quad (3.6)$$

Esta modificação permite ajustar as tensões de circuito aberto do modelo com as tensões experimentais dentro de uma ampla faixa de temperatura. A equação (3.6) é obtida a partir de (3.5), incluindo-se nessa equação os coeficientes de tensão/temperatura e corrente/temperatura  $K_V$  e  $K_I$ . A corrente  $I_0$  depende fortemente da temperatura e a equação (3.6) é uma maneira alternativa de expressar essa dependência de modo que o efeito da variação de temperatura produza uma variação linear da tensão de circuito aberto dada em função do coeficiente  $K_V$ . Esta maneira de calcular  $I_0$  simplifica o modelo e cancela os erros nas vizinhanças dos pontos de circuito aberto e conseqüentemente em outras partes da curva  $I \times V$ .

A validade do modelo fotovoltaico com a equação (3.6) pode ser comprovada através de simulações e comparações com dados experimentais. Um fato interessante sobre esta equação é a presença do coeficiente  $K_V$ , que de outro modo não estaria presente em nenhuma equação do modelo. Esse coeficiente proporciona a informação necessária para a realização do ajuste do modelo numa ampla faixa de temperaturas.

### 3.1.3 Ajuste do modelo fotovoltaico

Depois de determinada a corrente de saturação reversa  $I_{0,n}$  e conhecidas as expressões para o cálculo de  $I_0$  e  $I_{pv}$ , restam incógnitas na equação (3.2) a corrente fotoelétrica nominal  $I_{pv,n}$  e as resistências  $R_s$  e  $R_p$ . Com um valor de  $a$  arbitrado a determinação dos parâmetros restantes da equação (3.2) pode realizar-se através de um algoritmo iterativo que permite, após sucessivos

refinamentos, obter a equação  $I \times V$  que melhor representa o dispositivo fotovoltaico real.

Alguns autores propuseram métodos de ajuste empregando modelos simplificados onde uma das resistências é ignorada ou métodos baseados no ajuste visual da curva, proporcionando resultados insatisfatórios. Todas as tentativas de determinar o modelo matemático de um dispositivo fotovoltaico recaem sobre a análise da curva  $I \times V$  experimental, sendo impossível determinar todos os parâmetros da equação (3.2) através de uma expressão numérica fechada.

A Fig. 3.6 ilustra o fluxograma do algoritmo iterativo para o ajuste do modelo fotovoltaico. O código do algoritmo em linguagem Matlab é apresentado no Apêndice A. O objetivo do algoritmo é determinar os parâmetros incógnitos ( $R_s$ ,  $R_p$  e  $I_{pv,n}$ ) que fazem o pico da curva  $P \times V$  do modelo coincidir com o pico experimental no ponto  $(V_{mp}, I_{mp})$ . A equação (3.2) é sucessivamente resolvida até que a condição  $P_{max,m} = P_{max,e}$  seja satisfeita com o erro máximo tolerável, ou seja, a máxima potência calculada pelo modelo matemático ( $P_{max,m}$ ) da equação (3.2) é igual à máxima potência experimental ( $P_{max,e}$ ) do dispositivo real no ponto de máxima potência (PMP).

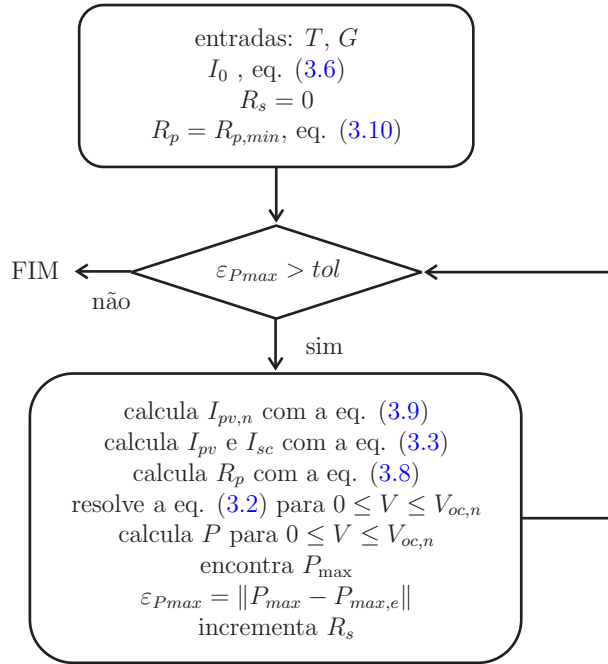


Figura 3.6: Fluxograma do processo iterativo de ajuste do modelo fotovoltaico.

O funcionamento do algoritmo iterativo baseia-se no fato de existir somente um conjunto  $\{R_s, R_p\}$  que satisfaz a condição  $P_{max,m} = P_{max,e} = V_{mp}I_{mp}$  exatamente no ponto  $(V_{mp}, I_{mp})$  da

curva  $I \times V$ . Os métodos convencionais encontrados na literatura realizam o ajuste do modelo pela curva  $I \times V$  mas ignoram a curva  $P \times V$ , que também precisa ser ajustada aos dados experimentais. Trabalhos como [87, 100] atentaram à necessidade de ajustar a curva de potência, porém com modelos simplificados. Em [87], por exemplo, a resistência série do modelo é desprezada.

Uma importante relação entre as resistências  $R_s$  e  $R_p$ , sobre a qual o método de ajuste iterativo é baseado, pode ser encontrada fazendo  $P_{max,m} = P_{max,e}$  e resolvendo-se a equação (3.2) para  $R_p$ , como mostrado em (3.7) e (3.8). A equação (3.8) mostra que para todo valor de  $R_s$  existe um valor correspondente de  $R_p$  que faz a curva teórica  $I \times V$  interseccionar o ponto  $(V_{mp}, I_{mp})$ .

$$P_{max,m} = V_{mp} \left\{ I_{pv} - I_0 \left[ \exp \left( \frac{q}{kT} \frac{V_{mp} + R_s I_{mp}}{a N_s} \right) - 1 \right] - \frac{V_{mp} + R_s I_{mp}}{R_p} \right\} = P_{max,e} \quad (3.7)$$

$$R_p = V_{mp}(V_{mp} + I_{mp}R_s) / \left\{ V_{mp}I_{pv} - V_{mp}I_0 \exp \left[ \frac{(V_{mp} + I_{mp}R_s)}{N_s a} \frac{q}{kT} \right] + V_{mp}I_0 - P_{max,e} \right\} \quad (3.8)$$

Durante o processo de ajuste iterativo a resistência  $R_s$  é lentamente incrementada a partir de  $R_s = 0$ . O ajuste da curva  $P \times V$  aos dados experimentais exige que a curva seja determinada para os diversos valores de  $R_s$  e  $R_p$ . O valor de pico de cada curva é usado para testar a condição  $P_{max,m} = P_{max,e}$  em cada passo iterativo. As Figs. 3.7 e 3.8 ilustram o funcionamento do processo iterativo. Na Fig. 3.7, à medida que  $R_s$  aumenta, a curva  $P \times V$  move-se para a esquerda e o pico de potência ( $P_{max,m}$ ) vai ao encontro do ponto de máxima potência (PMP) experimental. A Fig. 3.9 mostra o contorno desenhado pelos picos de potência das curvas  $P \times V$  de cada passo do processo iterativo. Para cada uma das curvas  $P \times V$  da Fig. 3.7 existe uma curva  $I \times V$  correspondente na Fig. 3.8. Como esperado da equação (3.8), todas as curvas  $I \times V$  fazem intersecção com o ponto de máxima potência  $(V_{mp}, I_{mp})$ . Neste exemplo o modelo do painel solar KC200GT da Kyocera [101] é desenvolvido.

A equação (3.9) é introduzida no algoritmo e calculada em cada passo do processo iterativo com o objetivo de tornar mais realista o modelo, diferenciando a corrente fotoelétrica  $I_{pv,n}$  da corrente



de curto-circuito  $I_{sc,n}$ :

$$I_{pv,n} = \frac{R_p + R_s}{R_p} I_{sc,n} \quad (3.9)$$

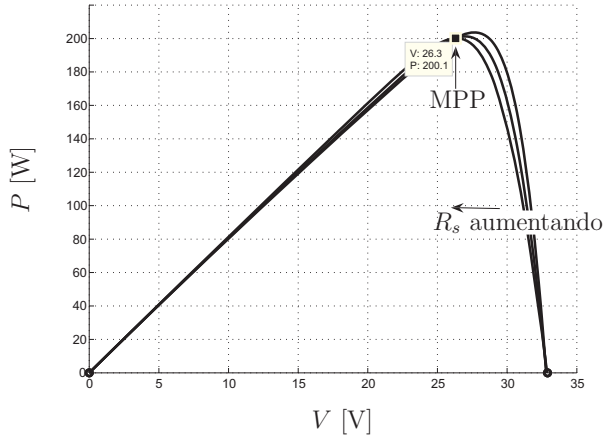


Figura 3.7: Curvas  $P \times V$  traçadas com diferentes valores de  $R_s$  e  $R_p$ .

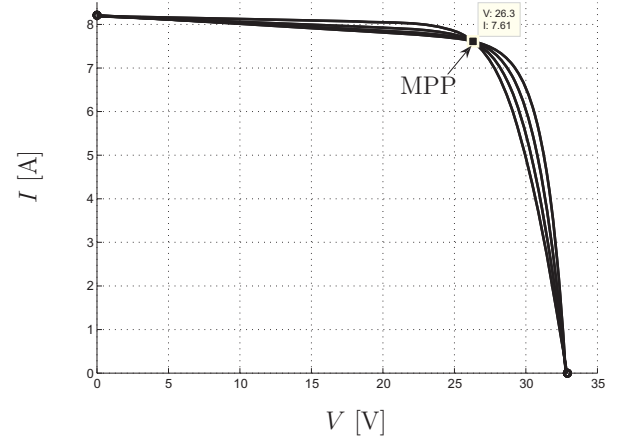


Figura 3.8: Curvas  $I \times V$  traçadas com diferentes valores de  $R_s$  e  $R_p$ .

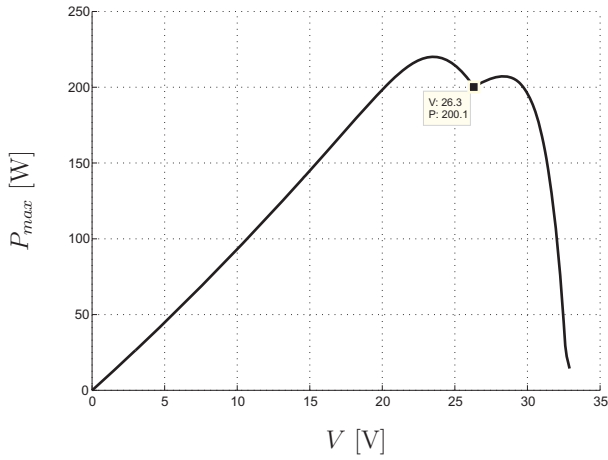


Figura 3.9:  $P_{max,m}$  em função de  $V$  com diferentes valores de  $R_s$ .

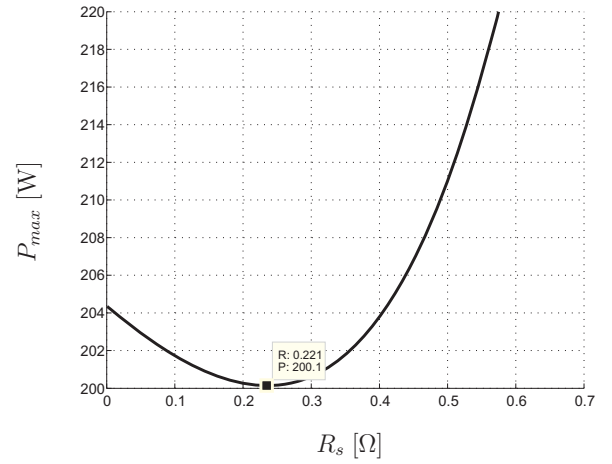


Figura 3.10:  $P_{max} = f(R_s)$  com  $I = I_{mp}$  e  $V = V_{mp}$ .

Como os valores de  $R_s$  e  $R_p$  são inicialmente desconhecidos, valores iniciais devem ser adotados no início do processo. O valor inicial de  $R_s$  pode ser zero e o valor inicial de  $R_p$  é dado por:

$$R_{p,min} = \frac{V_{mp}}{I_{sc,n} - I_{mp}} - \frac{V_{oc,n} - V_{mp}}{I_{mp}} \quad (3.10)$$

A equação (3.10) determina  $R_{p,min}$ , que é o coeficiente angular do segmento de reta traçado entre os pontos de curto-circuito e de máxima potência da curva  $I \times V$ . Embora o valor de  $R_s$  seja ainda desconhecido, sabe-se que  $R_p \geq R_{p,min}$ .

O traçado das curvas  $P \times V$  e  $I \times V$  requer a solução numérica da equação transcendental (3.2) para  $I \in [0, I_{sc,n}]$  e  $V \in [0, V_{oc,n}]$ . O método iterativo para o painel solar analisado neste exemplo fornece  $R_s = 0,221 \Omega$ . A Fig. 3.9 mostra um gráfico de  $P_{max,m}$  como função de  $V$  para vários valores de  $R_s$ . Existe somente um ponto, correspondente a um único valor de  $R_s$ , que satisfaz a condição  $P_{max,m} = V_{mp}I_{mp}$  no ponto  $(V_{mp}, I_{mp})$  da curva  $I \times V$ . A Fig. 3.10 mostra um gráfico de  $P_{max,m}$  como função de  $R_s$  para  $I = I_{mp}$  e  $V = V_{mp}$ . Este gráfico, que mostra que  $R_s = 0,221 \Omega$  é a solução desejada, pode ser um método alternativo para a solução gráfica de  $R_s$ .

As Figs. 3.11 e 3.12 mostram as curvas  $I \times V$  e  $P \times V$  do painel solar KC200GT ajustadas com o método proposto. As curvas do modelo coincidem exatamente com os três pontos notáveis fornecidos pela folha de especificações do dispositivo: curto-circuito, máxima potência e circuito aberto.

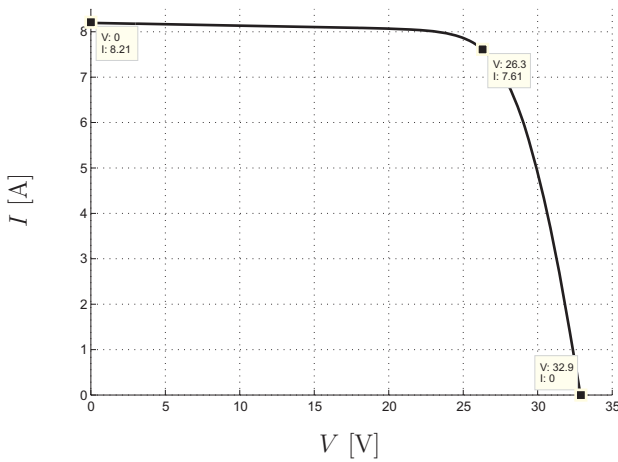


Figura 3.11: Curva  $I \times V$  ajustada nos três pontos notáveis (curto-circuito, máxima potência e circuito aberto).

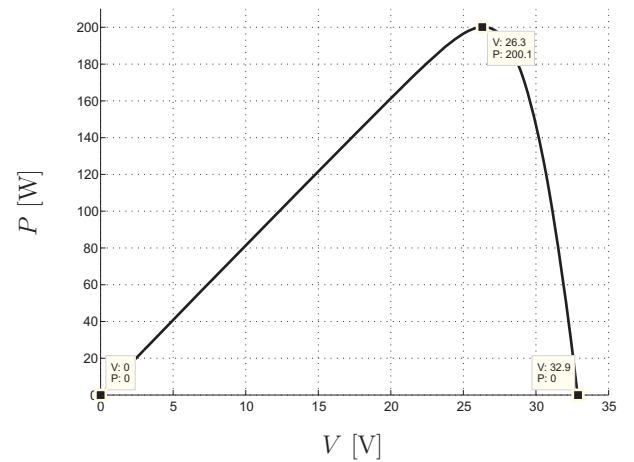


Figura 3.12: Curva  $P \times V$  ajustada nos três pontos notáveis (curto-circuito, máxima potência e circuito aberto).

Sabe-se que o valor da constante de idealidade  $a$  afeta ligeiramente a curvatura da característica

$I \times V$  do dispositivo fotovoltaico. É possível otimizar o modelo encontrando-se o valor mais adequado dessa constante para o dispositivo fotovoltaico em questão. Isso pode ser feito acrescentando-se um laço externo ao algoritmo de ajuste apresentado na Fig. 3.6. Executa-se o algoritmo para diversos valores de  $a$ , dentro de uma faixa determinada, e analisa-se o comportamento do erro médio do modelo. Para isso, entretanto, torna-se necessário obter um maior número de pontos  $(V, I)$  experimentais, além dos três pontos notáveis (curto-circuito, máxima potência e circuito aberto) que são usados no algoritmo básico.

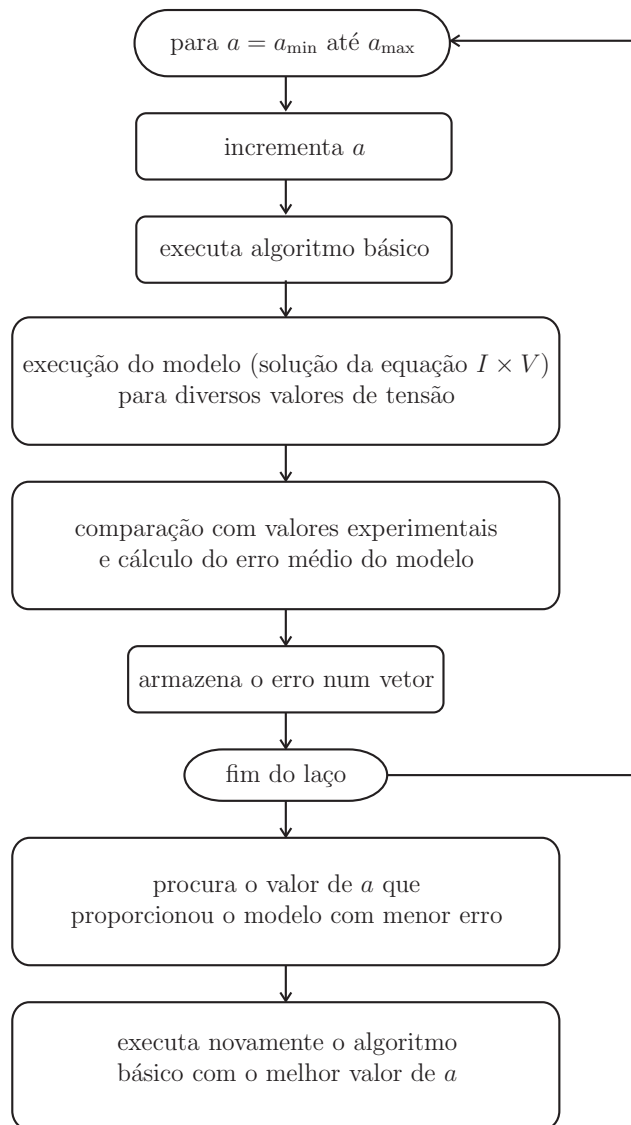


Figura 3.13: Algoritmo expandido para o ajuste ótimo do modelo fotovoltaico.

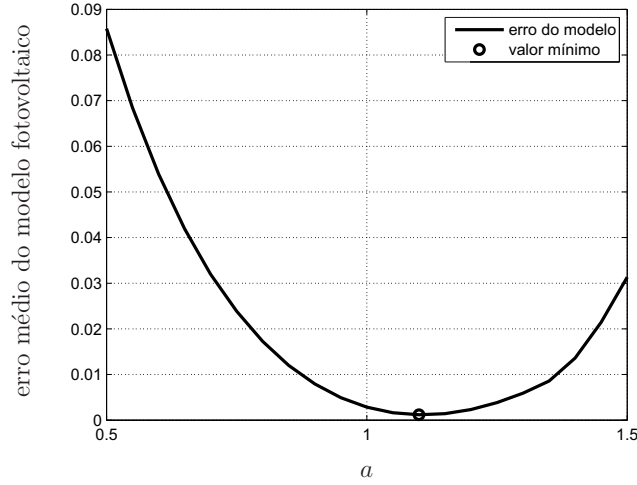


Figura 3.14: Gráfico do erro médio do modelo mostrando que existe um valor de  $a$  para o qual o ajuste do modelo é otimizado. O gráfico é obtido através da execução do algoritmo de ajuste básico para valores de  $a$  dentro de uma faixa definida. O erro médio é calculado com base nos pontos experimentais e na curva  $I \times V$  de cada modelo correspondente a um valor de  $a$  diferente.

A Fig. 3.13 ilustra o funcionamento do algoritmo expandido, usado para obter o melhor valor de  $a$ . O algoritmo interno, denominado algoritmo básico, é aquele mostrado na Fig. 3.6. O Apêndice A apresenta o código do algoritmo em linguagem Matlab.

A Fig. 3.14 mostra o comportamento do erro médio do modelo em função do valor da constante de idealidade  $a$ . Para executar o algoritmo foram usados valores experimentais de tensão e corrente obtidos nas curvas  $I \times V$  encontradas na folha de dados do painel fotovoltaico KC200GT. A Tabela 3.1 lista as características do painel usadas no ajuste do modelo. A Tabela 3.2 lista os parâmetros do modelo fotovoltaico obtido com o algoritmo melhorado.

A Fig. 3.15 mostra a curva  $I \times V$  do modelo obtido com o melhor valor de  $a$  encontrado no gráfico da Fig. 3.14. A curva é sobreposta aos pontos experimentais obtidos na folha de dados. O ajuste do modelo é bastante satisfatório. A Fig. 3.16 mostra a curva  $P \times V$  obtida com o modelo. A Fig. 3.17 mostra o gráfico de erro do modelo, obtido a partir da curva  $I \times V$  da Fig. 3.15.

Com a finalidade de validar o modelo, o Apêndice A apresenta diversos resultados obtidos com modelos fotovoltaicos em diferentes condições de temperatura e irradiação solar.

Tabela 3.1: Características nominais (\*)  
extraídas da curva experimental encontrada  
na folha de dados do painel solar  
KC200GT.

$I_{mp}$	7,6295 A
$V_{mp}$	26,8507 V
$P_{max,e}$	204,8574 W
$I_{sc}$	8,1887 A
$V_{oc}$	33,0978 V
$K_V$	-0,1230 V/K
$K_I$	0,0032 A/K
$N_s$	54

\*25 °C, AM1.5,1000 W/m<sup>2</sup>

Tabela 3.2: Parâmetros do modelo ajustado  
do painel solar KC200GT nas condições  
nominais (\*) de operação.

$a$	1,1
$I_{0,n}$	$3,1229 \cdot 10^{-9}$ A
$I_{pv}$	8,214 A
$P_{max,m}$	204,857423 W
$R_p$	258,052119 $\Omega$
$R_s$	0,240970 $\Omega$

\*25 °C, AM1.5,1000 W/m<sup>2</sup>

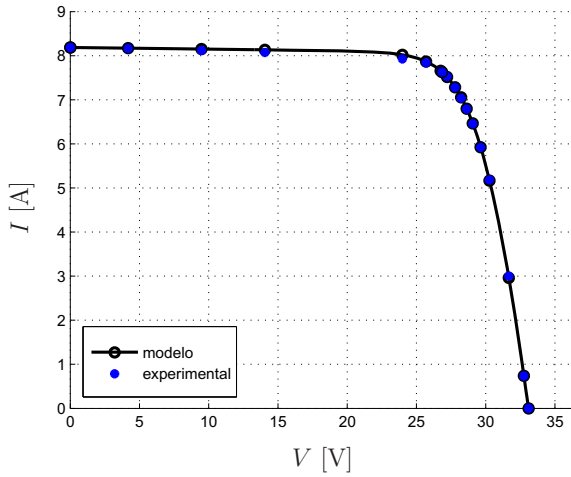


Figura 3.15: Curva  $I \times V$  do modelo com  
pontos  $(V, I)$  experimentais sobrepostos.

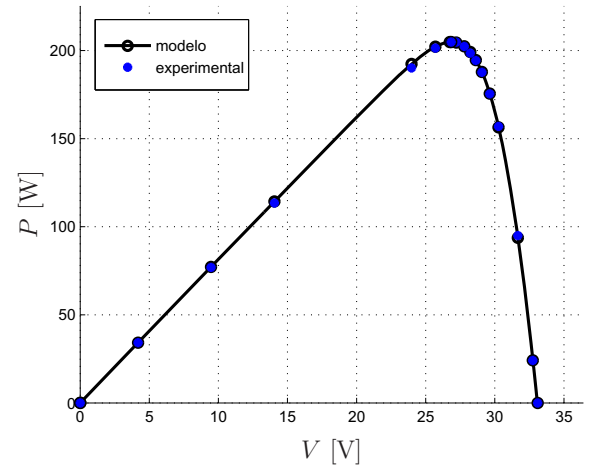


Figura 3.16: Curva  $P \times V$  do modelo com  
pontos  $(V, P)$  experimentais sobrepostos.

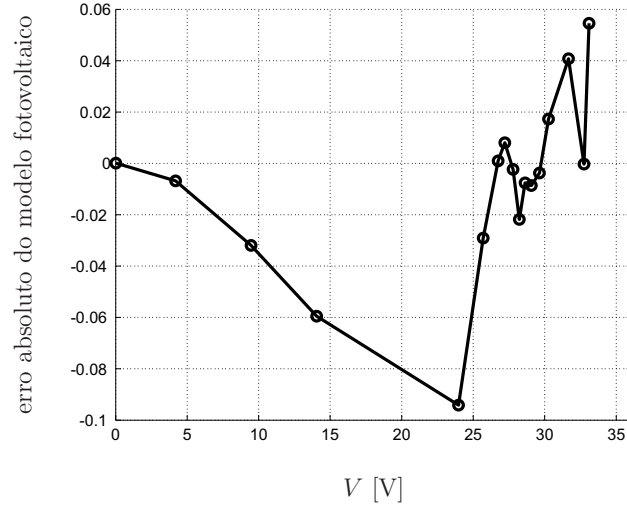


Figura 3.17: Gráfico do erro absoluto do modelo fotovoltaico obtido com o melhor valor de  $a$  encontrado. O erro de cada ponto é a diferença entre o valor de corrente experimental e o valor de corrente fornecido pelo modelo, calculado no mesmo valor de tensão.

## 3.2 Simulação de dispositivos e arranjos fotovoltaicos

Diferentes modelos de circuitos para a simulação de dispositivos fotovoltaicos foram propostos na literatura. Alguns desses modelos baseiam-se em modelos fotovoltaicos simplificados e outros exigem demasiados esforços computacionais ou possuem complexidade incompatível com o objetivo muito simples de modelar e simular dispositivos fotovoltaicos [73, 87, 88, 102]. Em [73] foi proposto um circuito composto por uma fonte de corrente controlada por uma equação demasiadamente complicada e imprecisa, onde a resistência paralela do dispositivo é desprezada. Em [87] foi proposto um rebuscado modelo baseado no simulador PSpice, no qual a equação  $I \times V$  é numericamente resolvida dentro do simulador. Embora interessante, essa proposta é excessivamente complexa e considera um modelo reduzido no qual a resistência paralela é ignorada. Em [88] um modelo de simulação bastante simples sem a resistência paralela foi proposto. Em [102] foi utilizado um modelo de simulação baseado na aproximação da curva  $I \times V$  por segmentos de reta adjacentes. Embora de compreensão relativamente simples, o circuito de [102] possui muitos componentes.

### 3.2.1 Dispositivo fotovoltaico

A corrente de um dispositivo fotovoltaico prático é dada pela equação (3.2), convenientemente reproduzida abaixo:

$$I = I_{pv} - \underbrace{I_0 \left[ \exp \left( \frac{V + R_s I}{V_{ta}} \right) - 1 \right]}_{I_d} - \underbrace{\frac{V + R_s I}{R_p}}_{I_{sh}} \quad (3.11)$$

onde se distinguem três componentes: a corrente do diodo  $I_d$ , a corrente *shunt* drenada pela resistência paralela  $R_p$  e a corrente fotovoltaica  $I_{pv}$  dada pela equação equação (3.3), reproduzida abaixo:

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_I \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad (3.12)$$

Um dispositivo fotovoltaico simples pode ser simulado em *softwares* simuladores de circuitos por meio do modelo circuital [103, 104] mostrado na Fig. 3.18, que corresponde ao modelo fotovoltaico de um diodo encontrado na Fig. 3.3. Neste modelo circuital os valores de  $V$  e  $I$  medidos nos terminais do dispositivo fotovoltaico são usados no cálculo da corrente do diodo. A solução da equação transcendental (3.11) é realizada pelo próprio simulador de circuitos, que atualiza os valores de  $V$ ,  $I$  e  $I_d$  em cada passo da simulação.

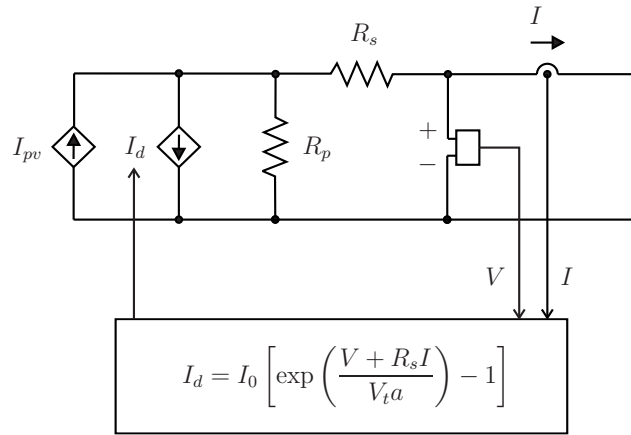


Figura 3.18: Modelo circuital para simulação de um dispositivo fotovoltaico. A tensão e a corrente medidas nos terminais do dispositivo são usadas no cálculo da corrente do diodo.

O circuito da Fig. 3.19 é uma forma alternativa para realizar um modelo de simulação de dispositivos fotovoltaicos. O circuito possui uma única fonte de corrente e o valor de  $V$  medido nos terminais é usado na solução numérica da equação transcendental (3.11). A solução da equação é realizada em cada passo da simulação, fornecendo o valor atualizado da corrente  $I$  naquele passo.

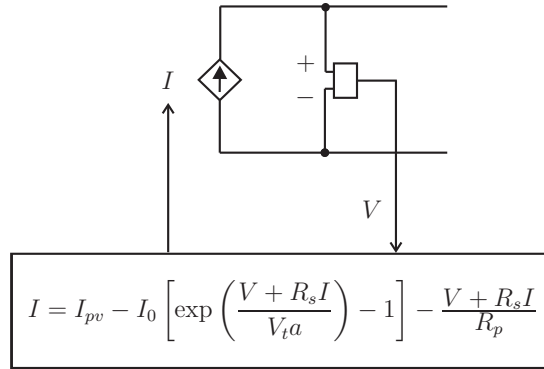


Figura 3.19: Modelo de simulação de dispositivo fotovoltaico baseado na equação  $I \times V$ . A equação é resolvida para fornecer o valor da fonte de corrente  $I$  para cada valor de  $V$  presente nos terminais do dispositivo.

A principal diferença entre os circuitos das Figs. 3.18 e 3.19 é que a implementação do primeiro é simples e direta, enquanto a implementação do segundo exige a construção de um algoritmo para a solução numérica da equação  $I \times V$  do dispositivo fotovoltaico. O segundo circuito, entretanto, apresenta sobre o primeiro a vantagem da personalização, tornando fácil a modificação dos parâmetros do modelo segundo a necessidade, até mesmo durante a execução da simulação, sem que o desenho do circuito precise ser alterado.

### 3.2.2 Arranjo de dispositivos fotovoltaicos

Arranjos ou conjuntos fotovoltaicos são constituídos por associações seriais ou paralelas de células ou painéis solares. Podem ser modelados e simulados com as mesmas equações e modelos de circuitos estudados anteriormente. Considerando elementos individuais idênticos, é suficiente inserir na equação  $I \times V$  ou no desenho do circuito o número de elementos dispostos em série ( $N_{ser}$ ) e o número de elementos dispostos paralelamente ( $N_{par}$ ). Painéis compostos por células seriais e paralelas ou grandes conjuntos fotovoltaicos compostos por diversos painéis podem ser simulados



desta forma.

As resistências e correntes equivalentes da associação são obtidas com a introdução das quantidades  $N_{ser}$  e  $N_{par}$  na equação  $I \times V$  do arranjo fotovoltaico:

$$I = \underbrace{I_{pv}N_{par}}_{I_{pv,array}} - \underbrace{I_0N_{par} \left[ \exp \left( \frac{V + R_s N_{ser} / N_{par} I}{V_t a N_{ser}} \right) - 1 \right]}_{I_{d,array}} - \frac{V + R_s N_{ser} / N_{par} I}{R_p N_{ser} / N_{par}} \quad (3.13)$$

A Fig. 3.20 mostra o significado da equação (3.13). As correntes equivalentes do arranjo fotovoltaico são as somas das correntes dos dispositivos paralelos, razão pela qual as correntes aparecem multiplicadas por  $N_{par}$  na equação. As tensões equivalentes são as somas das tensões dos dispositivos associados em série – por esta razão a tensão térmica do diodo aparece multiplicada por  $N_{ser}$ . As resistências equivalentes são resultantes das associações seriais e paralelas das resistências originais dos dispositivos associados.

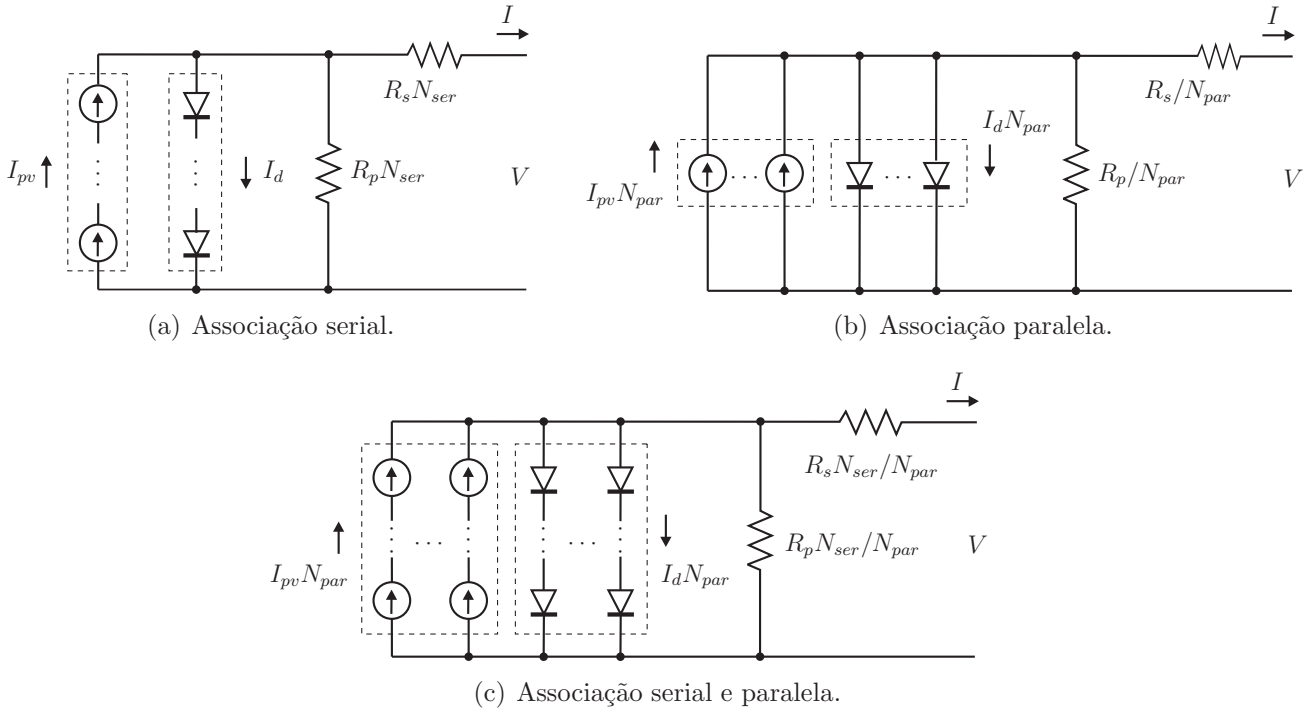


Figura 3.20: Associações seriais e paralelas de dispositivos fotovoltaicos.  $I_{pv}$ ,  $I_d$ ,  $R_s$  e  $R_p$  são os parâmetros de um módulo fotovoltaico individual.

### 3.2.3 Arranjo fotovoltaico com efeito de sombreamento parcial

A Fig. 3.21 ilustra dois conjuntos de painéis solares dispostos em 4 linhas e 3 colunas ( $N_{ser} = 4$ ,  $N_{par} = 3$ ). O conjunto da Fig. 3.21(a) difere do conjunto da Fig. 3.21(b) pela presença de diodos de passagem (*bypass*) associados a cada um dos painéis.

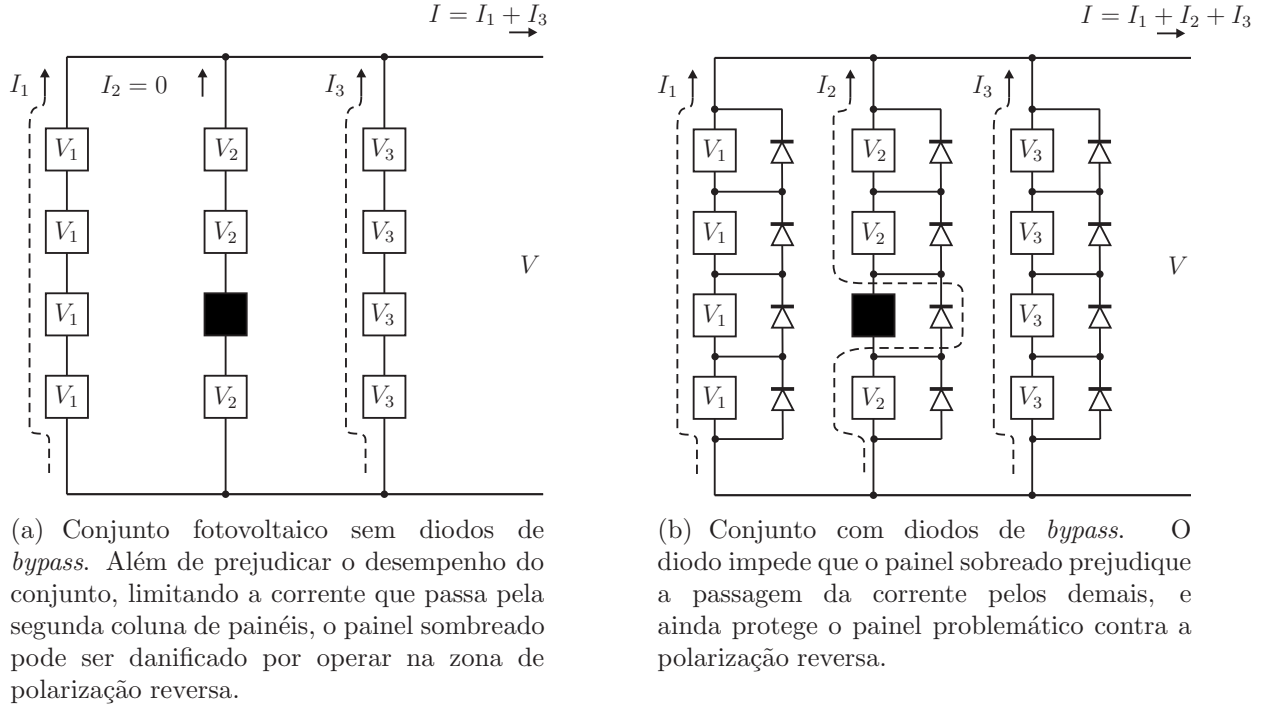


Figura 3.21: Conjuntos com  $4 \times 3$  painéis solares. Nos dois exemplos o painel (3,2) está desligado por sombreamento.

No conjunto sem diodos de passagem, conforme ilustra a Fig. 3.21(a), os painéis de uma mesma coluna têm sua corrente limitada pelo painel com a menor capacidade de fornecimento de corrente. Se um dos painéis apresentar uma falha elétrica ou for submetido a uma incidência pequena de luz, os demais painéis deixam também de operar ou operam com corrente reduzida. Sem a presença de diodos de passagem a corrente fornecida pelo conjunto fica limitada à corrente máxima do painel menos iluminado e a potência máxima que o conjunto pode fornecer é reduzida.

No conjunto com diodos de passagem, conforme ilustra a Fig. 3.21(b), o painel desligado ou pouco iluminado é desviado pelo diodo de passagem, possibilitando a operação normal dos demais painéis da mesma coluna. Além de desviar a corrente, o diodo de passagem tem a função de proteger

as células do painel defeituoso. Quando a corrente que passa por um dispositivo fotovoltaico é maior do que a sua corrente de curto-circuito (conforme a curva da Fig. 3.4), situação que pode ocorrer no caso de sombreamento parcial em um *string* com vários dispositivos em série, o dispositivo fica reversamente polarizado, apresentando tensão negativa em seus terminais. Se não for protegido por um diodo, o dispositivo sombreado pode danificar-se por aquecimento ou por alcançar a tensão de ruptura reversa [25, 62, 105, 106]. A maior parte dos painéis fotovoltaicos comerciais já possui diodos de passagem embutidos [106]. O ideal seria a colocação de um diodo de passagem para cada célula do painel, porém isso é inviável por limitações tecnológicas e comerciais [107]. Para módulos de silício cristalino normalmente é usado um diodo para cada 18 células. Portanto, um painel de 12 V, por exemplo, possui dois diodos embutidos [62].

O fenômeno causado pela falha ou operação irregular de um ou mais módulos que compõem um conjunto com diodos de *bypass* é estudado sob o nome de efeito sombreamento parcial. O sombreamento parcial refere-se à irregularidade da incidência de luz sobre uma parte dos módulos que compõem um conjunto, mas os efeitos do sombreamento no comportamento de um conjunto são muito semelhantes àqueles causados por outras causas de operação irregular. Os painéis podem operar em condições irregulares devido a falhas nas conexões ou qualquer outro motivo que prejudique o funcionamento de um ou mais painéis que compõem um conjunto [108]. Condições irregulares podem igualmente ser causadas por defeitos nas células, por diferenças nas características das células (dentro das tolerâncias especificadas pelo próprio fabricante), pelo envelhecimento das células e pela diferença nas posições e inclinações de instalação de cada painel [33].

O sombreamento parcial de conjuntos fotovoltaicos modifica o comportamento das curvas  $I \times V$  e  $P \times V$  do conjunto, dando origem a máximos locais de potência em oposição ao único máximo de potência existente quando todos os painéis operam em iguais condições ou quando não existem diodos de *bypass*. Diversos trabalhos na literatura investigam o comportamento de dispositivos fotovoltaicos em condições de sombreamento parcial [82, 91, 109–115]. Alguns desses trabalhos apresentam modelos bastante sofisticados [62, 109, 111, 115, 116] e seus esforços, na maior parte dos casos, concentram-se sobre a modelagem do conjunto para prever o comportamento nas transições

do painel defeituoso ou sombreado do estado de condução para o estado de completo desligamento, quando é então desviado pelo diodo de passagem. Entretanto, para a finalidade de simular e estudar conjuntos fotovoltaicos, principalmente com o objetivo de superar as dificuldades causadas pela presença de máximos locais na busca do ponto de máxima potência, um modelo simples e de fácil obtenção e simulação é muito útil no estudo e na simulação de sistemas que empregam conjuntos fotovoltaicos.

Considerando que o painel sombreado está completamente desligado e o diodo de passagem encontra-se em plena condução, e considerando que as tensões dos diodos e dos módulos desligados são nulas, as seguintes equações podem ser escritas para o conjunto fotovoltaico com diodos de passagem da Fig. 3.21(b):

$$I = \sum_{y=1}^{N_{par}} I_y \quad (3.14)$$

$$V_y = V / (N_{ser} - N_{off,y}) \quad (3.15)$$

onde  $I_y$  é a corrente fornecida pela associação de módulos da coluna  $y$ ,  $V_y$  é a tensão de cada módulo e  $N_{off,y}$  é o número de módulos desligados nessa coluna.

O algoritmo para a construção de um modelo matemático para a simulação de um conjunto fotovoltaico com diodos de *bypass*, considerando o efeito do sombreamento, é simplificadaamente ilustrado na Fig. 3.22. Este algoritmo pode ser empregado no modelo de simulação da Fig. 3.19 em substituição à equação  $I \times V$  de um conjunto fotovoltaico simples.

O algoritmo completo é apresentado em detalhes no Apêndice A. Com este algoritmo foi constituído o modelo de simulação de conjuntos fotovoltaicos mostrado na Fig. 3.23, realizado no *software* Matlab/Simulink com a biblioteca eletrônica SimPowerSystems. O algoritmo e o circuito da Fig. 3.23 podem facilmente ser implementados em qualquer simulador de circuitos.

As entradas do modelo apresentado na Fig. 3.23 são a tensão medida nos terminais do circuito, a temperatura  $T$  [K] dos painéis solares, a irradiância  $G$  [W/m<sup>2</sup>] e a matriz  $A$  de tamanho  $N_{ser} \times N_{par}$ , que define a configuração do conjunto fotovoltaico (0 = módulo desligado, 1 = módulo ligado).

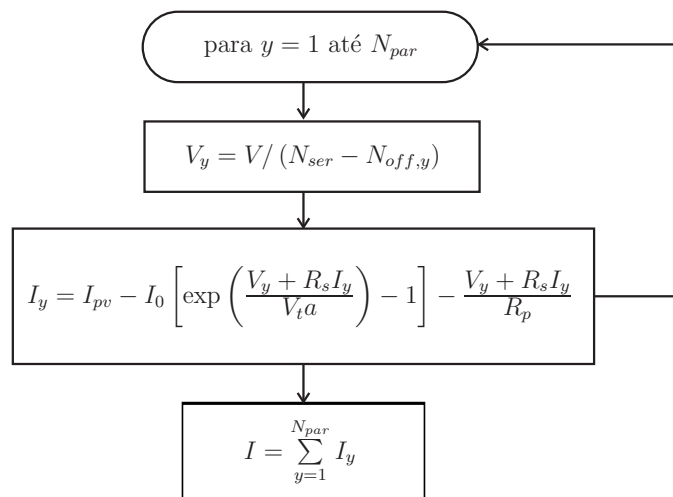


Figura 3.22: Algoritmo do modelo de simulação com efeito de sombreamento parcial.

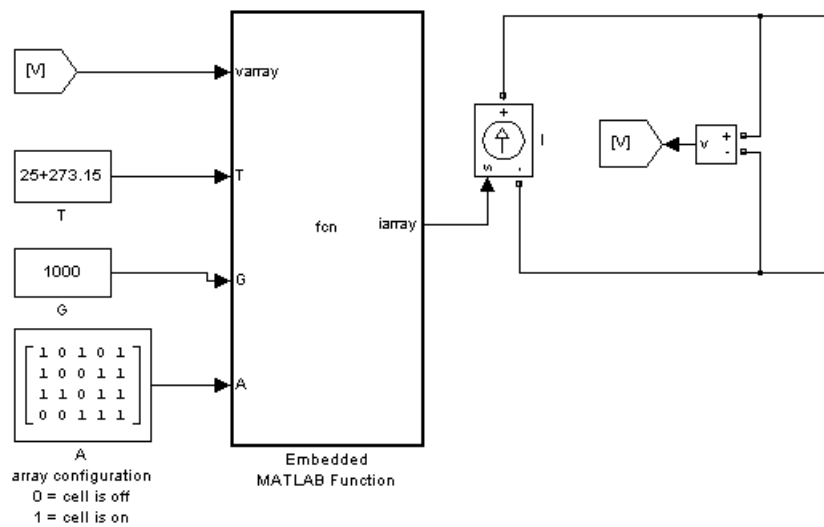
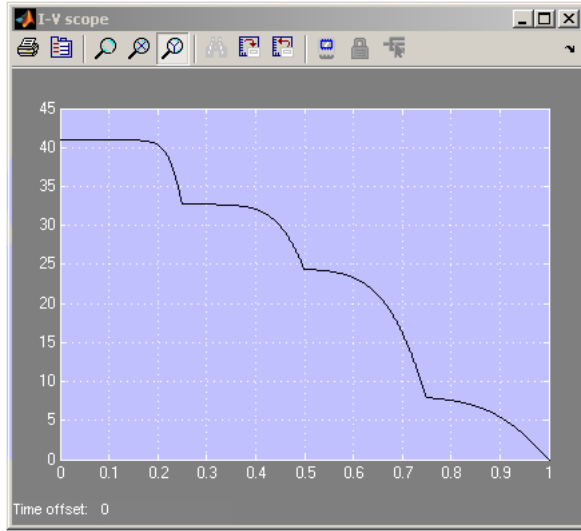
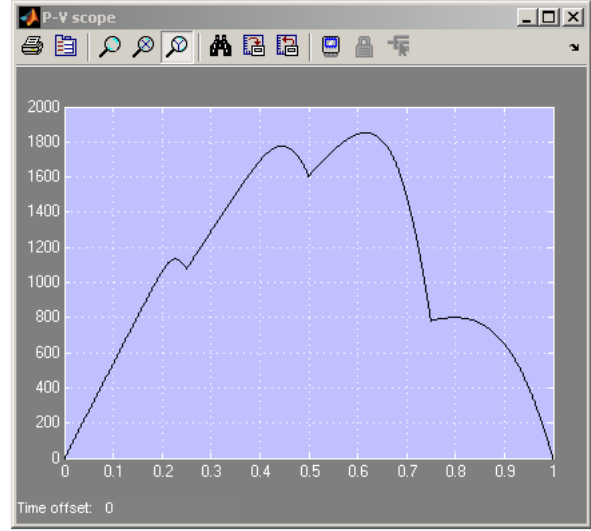


Figura 3.23: Modelo de simulação de dispositivos e conjuntos fotovoltaicos.



(a) Curva  $I \times V$ .



(b) Curva  $P \times V$ .

Figura 3.24: Curvas de um conjunto fotovoltaico com efeito de sombreamento simulado no Matlab/Simulink. Os eixos do tempo apresentam a tensão em p.u. ( $V_{base} = 131,6 \text{ V}$ ) e os eixos das ordenadas apresentam a corrente [A] e a potência [W].

O mesmo modelo pode ser usado para simular conjuntos simples, sem o efeito do sombreamento (com uma matriz de elementos unitários), ou mesmo um único painel fotovoltaico ( $A = 1$ ).

A Fig. 3.24 mostra curvas obtidas com a simulação de um conjunto composto por  $4 \times 5$  painéis KC200GT, com a matriz  $A$  configurada conforme a ilustração da Fig. 3.23. Os eixos das abscissas apresentam a tensão em p.u. ( $V_{base} = 131,6 \text{ V}$ ) e os eixos das ordenadas apresentam a corrente [A] e a potência [W].

### 3.3 Conclusões

Neste capítulo foi desenvolvido e analisado um método para a modelagem matemática e a simulação de painéis e conjuntos fotovoltaicos. O objetivo principal era fornecer uma ferramenta para encontrar rapidamente os parâmetros da curva  $I \times V$  de um dispositivo fotovoltaico com base nas poucas informações que são encontradas nas folhas de especificações dos painéis fotovoltaicos comerciais: a corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ), a tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ), a tensão e a corrente de máxima potência ( $V_{mp}$  e  $I_{mp}$ ) e os dois coeficientes de temperatura ( $K_V$  e  $K_I$ ). Essas informações

definem três pontos notáveis no plano  $I \times V$  –  $(0, I_{sc})$ ,  $(V_{mp}, I_{mp})$ ,  $(V_{oc}, 0)$  e o método proposto ajusta a curva  $I \times V$  matemática nesses três pontos.

Em seguida foi proposta uma melhoria para o método, buscando o melhor ajuste do modelo através da escolha correta do valor da constante de idealidade  $a$ . O método básico de modelagem é repetidamente executado em busca da constante  $a$  que proporciona o modelo com menor erro. Entretanto, a busca do valor ótimo de  $a$  requer a comparação da curva  $I \times V$  com um número adicional de pontos experimentais, além dos três pontos notáveis fornecidos pelas folhas de dados.

Foi proposta uma equação alternativa, diferente da equação que é geralmente usada nos modelos fotovoltaicos encontrados na literatura, para calcular o efeito da temperatura sobre a corrente de saturação do diodo ( $I_0$ ). Os resultados obtidos com a modelagem de diversos dispositivos fotovoltaicos reais mostraram que a equação alternativa, que utiliza os coeficientes  $K_I$  e  $K_V$  para fazer a correção da corrente  $I_0$ , proporciona excelentes resultados.

Depois de apresentar em detalhes o método para modelagem de dispositivos fotovoltaicos, este capítulo apresentou modelos de circuitos que podem ser empregados na simulação de painéis e conjuntos fotovoltaicos em simuladores de circuitos. Foi proposto um modelo circuital composto por fontes de corrente e resistores, e um modelo baseado em uma única fonte de corrente. Embora aparentemente mais complexo, devido à necessidade de resolver a equação de corrente  $I \times V$  através de um algoritmo implementado com alguma linguagem de programação, o modelo com uma única fonte de corrente é mais genérico e pode ser adaptado para diferentes *softwares* simuladores de circuitos. Os parâmetros do modelo podem ser facilmente modificados durante a execução do programa e pode-se ainda construir um programa para a simulação de conjuntos fotovoltaicos com o efeito do sombreamento parcial. No final do capítulo foi apresentado um modelo de conjunto fotovoltaico com efeito de sombreamento construído e simulado no *software* Matlab/Simulink.

# Capítulo 4

## Regulação da tensão fotovoltaica

### 4.1 Introdução

Este capítulo investiga o controle de um conversor CC-CC *buck* alimentado por um dispositivo fotovoltaico, conforme mostrado na Fig. 4.1. A saída do conversor é uma fonte de tensão constante  $V_o$ , que representa uma bateria ou um barramento CC para um segundo estágio de conversão. O conversor CC-CC funciona como interface entre o dispositivo fotovoltaico e a tensão  $V_o$ . O bloco de MPPT (*maximum power point tracking*, abordado no Capítulo 5) faz o rastreamento da máxima potência do dispositivo fotovoltaico e fornece a referência de tensão para o controlador, que por sua vez deve regular a tensão desejada nos terminais do dispositivo. O conversor do tipo *buck* foi escolhido para este estudo por assemelhar-se, em seu funcionamento e na forma de modelagem e controle, ao conversor CC-CC *full-bridge* com transformador elevador e filtro indutivo na saída, empregado na construção do conversor de dois estágios proposto neste trabalho, analisado em capítulo posterior.

Muitos sistemas fotovoltaicos com conversores CC-CC relatados na literatura empregam o controle direto do ciclo de trabalho do conversor [117–119], onde o bloco de MPPT atua diretamente sobre a abertura e o fechamento da chave do conversor CC-CC, sem empregar um controlador de tensão ou de corrente. Nesse tipo de sistema não é realizada a regulação apropriada da tensão ou da corrente nos terminais do dispositivo fotovoltaico e o conversor fica sujeito a estresse excessivo



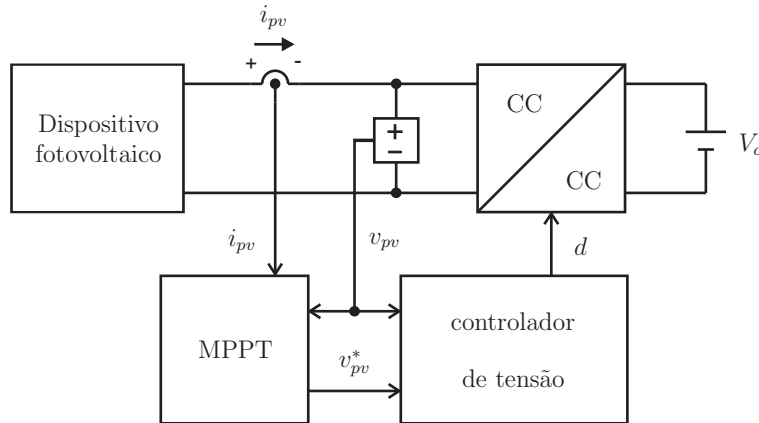


Figura 4.1: Conversor *buck* com tensão de entrada controlada realizando a interface entre o dispositivo fotovoltaico e a tensão de saída  $V_o$ . A função do controlador de tensão é regular a tensão fotovoltaica de acordo com a referência fornecida pelo bloco de MPPT.

e aumento de perdas [120]. No lugar do controle direto de ciclo de trabalho é preferível empregar um controlador de malha fechada com um compensador linear. Além de reduzir as perdas e o estresse do conversor através da limitação da largura de banda do controle do ciclo de trabalho, a presença de um controlador de malha fechada reduz o tempo de estabelecimento do conversor e evita oscilações e sobrelevações, tornando mais fácil o funcionamento do bloco de MPPT [121]. Neste trabalho é estudado o controle baseado em compensadores lineares, que são simples, efetivos e suficientemente adequados para este tipo de aplicação. Os esforços empenhados nos estudos apresentados neste capítulo são parcialmente apresentados nas publicações [122–128].

Nas aplicações fotovoltaicas o controle da tensão do dispositivo fotovoltaico é preferível ao controle da corrente. As Figs. 4.2 e 4.3, que exemplificam as curvas de tensão e corrente do painel solar KC200GT, ajudam a justificar esta preferência. A Fig. 4.2 mostra que o ponto de máxima potência (MPP) permanece dentro de uma zona estreita de tensão. Independentemente da condição de irradiação solar, a tensão de máxima potência ( $V_{mp}$ ) pouco varia quando a temperatura do dispositivo é constante. Quando a temperatura varia, com irradiação solar constante, a corrente do dispositivo fotovoltaico é aproximadamente constante e a tensão de máxima potência é alterada. Todavia, mesmo nesta situação a tensão  $V_{mp}$  permanece dentro de uma faixa relativamente pequena de valores, como mostra a Fig. 4.3.

O fato de a tensão de máxima potência do dispositivo fotovoltaico manter-se relativamente

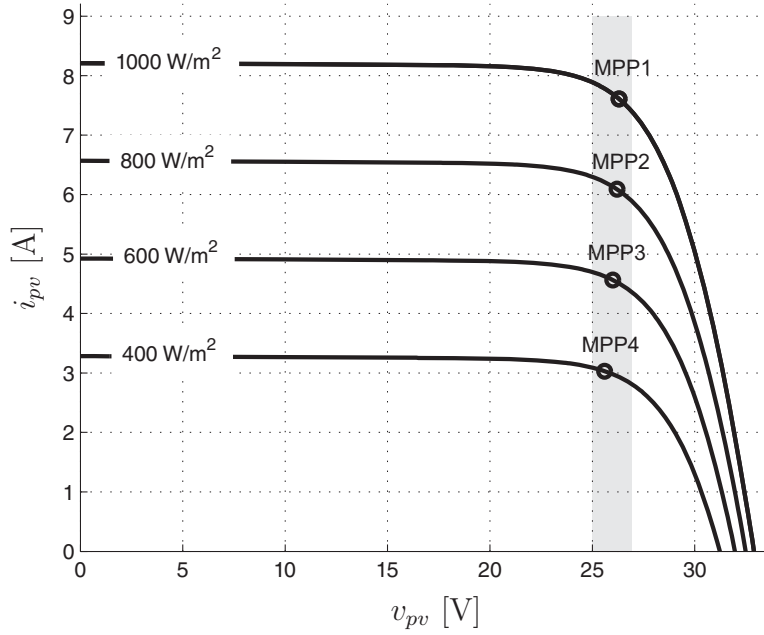


Figura 4.2: Curvas de tensão e corrente do painel solar KC200GT e seus respectivos pontos de máxima potência para diversas condições de irradiação solar e sob temperatura constante. Observa-se que as tensões dos pontos de máxima potência permanecem dentro de uma estreita faixa enquanto as correntes variam enormemente em função da irradiação.

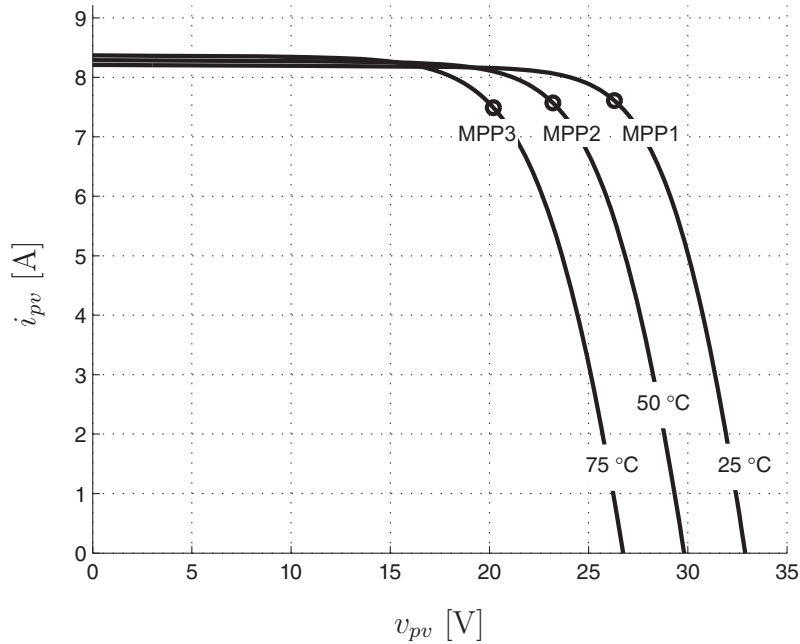


Figura 4.3: Curvas de tensão e corrente do painel solar KC200GT e seus respectivos pontos de máxima potência para diversas condições de temperatura e sob irradiação constante. As correntes permanecem constantes enquanto as tensões sofrem variações com a temperatura.

constante dentro de uma ampla faixa de variação da irradiação solar favorece a escolha da tensão como a variável a ser controlada. É por esta razão que o controle da tensão do dispositivo fotovoltaico é preferível ao controle da corrente. Mesmo considerando que a tensão varia com mudanças de temperatura, estas são menos bruscas e menos frequentes do que as variações de irradiação.

## 4.2 Modelagem do dispositivo fotovoltaico

No Capítulo 3 foi apresentada a equação da curva de tensão e corrente de um dispositivo fotovoltaico [103, 104], que é convenientemente reapresentada na equação (4.1) a seguir. Para uniformizar a notação empregada neste capítulo, as variáveis  $I$  e  $V$  da equação original são substituídas por  $i_{pv}$  e  $v_{pv}$ .

$$i_{pv} = I_{pv} - I_0 \left[ \exp \left( \frac{v_{pv} + R_s i_{pv}}{V_t a} \right) - 1 \right] - \frac{v_{pv} + R_s i_{pv}}{R_p} \quad (4.1)$$

O estudo do comportamento dinâmico do sistema formado pelo dispositivo fotovoltaico e pelo conversor CC-CC tem origem na equação (4.1). Para realizar o estudo do funcionamento e do controle do conversor alimentado por um dispositivo fotovoltaico é necessário obter um modelo linear para o dispositivo. Qualquer ponto da curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  pode ser escolhido, porém é mais conveniente escolher o ponto de máxima potência (MPP) nominal do dispositivo, uma vez que a operação do dispositivo deve ocorrer nas proximidades deste ponto preferivelmente.

A Fig. 4.4 mostra a curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  linearizada no ponto de máxima potência. A derivada da reta tangente à curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  num determinado ponto  $(V, I)$  é:

$$g(V, I) = -\frac{I_0}{V_t a} \exp \left( \frac{V + I R_s}{V_t a} \right) - \frac{1}{R_p} \quad (4.2)$$

O modelo linear descrito pela reta tangente no ponto  $(V, I)$  da curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  é:

$$i_{pv} = (-gV + I) + g v_{pv} \quad (4.3)$$

Tabela 4.1: Parâmetros do painel solar KC200GT e do modelo linear.

$I_0$	$9.825 \cdot 10^{-8} \text{ A}$
$I_{pv}$	$8.214 \text{ A}$
$a$	$1.3$
$R_p$	$415.405 \Omega$
$R_s$	$0.221 \Omega$
$V_{eq}$	$50.9007 \text{ V}$
$R_{eq}$	$3.2327 \Omega$

e pode ser representado pelo circuito equivalente da Fig. 4.5, onde  $R_{eq}$  e  $V_{eq}$  são dados por:

$$R_{eq} = -1/g \quad (4.4)$$

$$V_{eq} = V - I/g \quad (4.5)$$

O circuito da Fig. 4.5 é válido no ponto de linearização  $(V, I)$  e é uma boa aproximação do comportamento do dispositivo fotovoltaico para análises de pequenos sinais nas vizinhanças desse ponto. O comportamento dinâmico do sistema composto pelo dispositivo fotovoltaico e pelo conversor CC-CC depende fortemente do ponto de operação do dispositivo fotovoltaico. O sistema é projetado para operar no ponto de máxima potência nominal e posteriormente a adequação do sistema pode ser verificada em outros pontos de operação. A operação na região de fonte de corrente da curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  do dispositivo fotovoltaico (vide Fig. 4.4) apresenta o comportamento dinâmico mais crítico [123, 129] sob o ponto de vista da estabilidade do sistema. Posteriormente o sistema de malha fechada será testado em todas as regiões de operação da curva  $i_{pv} \times v_{pv}$ .

A Tabela 4.1 lista os parâmetros do painel solar KC200GT obtidos com o método de modelagem do Capítulo 3 [103, 104] e do modelo linear no ponto de máxima potência nominal.

### 4.3 Modelagem de pequenos sinais do conversor

Nesta seção é desenvolvido o modelo de pequenos sinais do conversor CC-CC *buck* alimentado por um dispositivo fotovoltaico. O método de variáveis médias [130–133] é empregado para obter

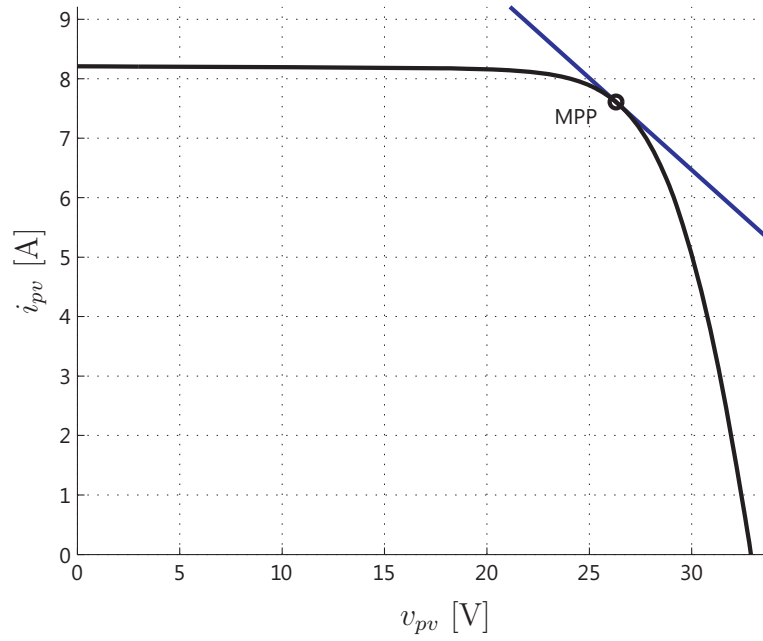


Figura 4.4: Característica não linear do painel solar KC200GT e curva linear equivalente no ponto de máxima potência (MPP) nominal.

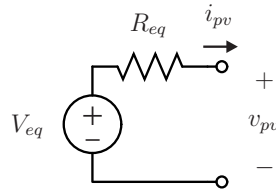


Figura 4.5: Circuito linear equivalente do dispositivo fotovoltaico, válido no ponto de linearização escolhido.

a função de transferência que descreve o comportamento da tensão de entrada do conversor com relação à variável de controle, que é o ciclo de trabalho da chave, representado pela variável  $d$ .

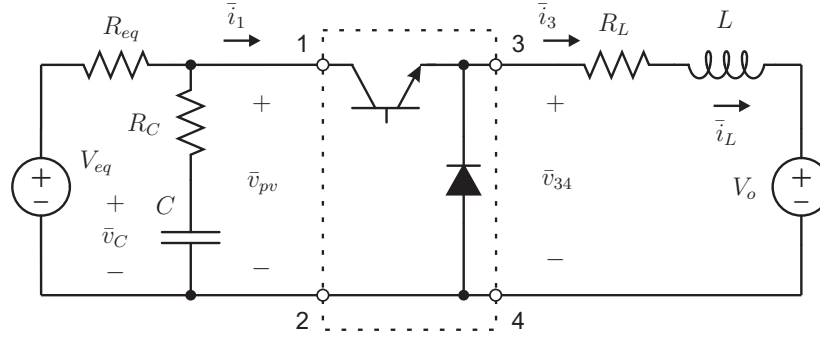


Figura 4.6: Conversor *buck* alimentado pelo circuito linear equivalente do dispositivo fotovoltaico.

### 4.3.1 Equações de estado médias

A Fig. 4.6 mostra as correntes e tensões médias do sistema composto pelo conversor e pelo dispositivo fotovoltaico. A barra sobre o nome de uma variável (exemplo:  $\bar{v}$ ,  $\bar{i}$ ) denota o valor médio da variável dentro de um período de chaveamento do conversor. Escrevendo-se as equações do conversor com variáveis médias eliminam-se os componentes de alta frequência e conserva-se apenas o comportamento natural de baixa frequência do sistema.

A equação das correntes médias do nó superior do capacitor é:

$$\frac{V_{eq} - \bar{v}_{pv}}{R_{eq}} - C \frac{d}{dt} \bar{v}_C - \bar{i}_1 = 0 \quad (4.6)$$

A equação das tensões médias do laço do indutor é:

$$\bar{v}_{34} - R_L \bar{i}_L - V_o - L \frac{d}{dt} \bar{i}_L = 0 \quad (4.7)$$

O circuito constituído pelo transistor e pelo diodo pode ser substituído pelas equações do comportamento médio do quadripolo dos terminais 1-2-3-4:

$$\bar{v}_{34} = \bar{v}_{12}d = \bar{v}_{pv}d \quad (4.8)$$

$$\bar{i}_1 = \bar{i}_3d = \bar{i}_Ld \quad (4.9)$$

Finalmente, a seguinte equação relaciona a tensão de entrada do conversor e a tensão do capacitor:

$$\bar{v}_{pv} = R_C C \frac{d}{dt} \bar{v}_C + \bar{v}_C \quad (4.10)$$

### 4.3.2 Função de transferência de pequenos sinais

O objetivo da modelagem do conversor é encontrar a função de transferência de pequenos sinais que relaciona a tensão na entrada do conversor ( $\hat{v}_{pv}$ ) com a variável de controle  $\hat{d}' = -\hat{d}$ . O sinal negativo existe porque variações negativas no ciclo de trabalho  $\hat{d}$  provocam variações positivas na tensão de entrada do conversor.

O processo de modelagem possui essencialmente três passos: inserção das variáveis de pequenos sinais nas equações médias, aplicação da transformada de Laplace e manipulação das equações para obter a função de transferência desejada. As variáveis de pequenos sinais necessárias nesta modelagem são introduzidas com as definições (4.11):

$$\bar{v}_C = V_C + \hat{v}_C \quad (4.11a)$$

$$\bar{v}_{pv} = V_{pv} + \hat{v}_{pv} \quad (4.11b)$$

$$\bar{i}_L = I_L + \hat{i}_L \quad (4.11c)$$

$$d = D - \hat{d} \quad (4.11d)$$

Nas definições (4.11), assim como nas demais que são utilizadas neste capítulo, os símbolos em letras maiúsculas são os valores de regime permanente (CC) das variáveis e os símbolos em letras

minúsculas com acento circunflexo (exemplo:  $\hat{v}$ ,  $\hat{i}$ ) são os componentes de pequenos sinais (CA).

A substituição das equações (4.9) e (4.10) em (4.6) e a aplicação das definições (4.11) levam à seguinte equação:

$$I_L \hat{d} + \hat{d} \hat{i}_L + V_C / R_{eq} + V_{eq} / R_{eq} - \hat{v}_C / R_{eq} - I_L D - \hat{i}_L D - C \frac{d}{dt} \hat{v}_C - R_C C / R_{eq} \frac{d}{dt} \hat{v}_C = 0 \quad (4.12)$$

De (4.12), desprezando-se o produto não linear  $\hat{d} \hat{i}_L$  e aplicando-se a transformada de Laplace, obtém-se a seguinte equação de pequenos sinais:

$$I_L \hat{d}(s) - \hat{v}_C(s) / R_{eq} - \hat{i}_L(s) D - s C \hat{v}_C(s) - s R_C C / R_{eq} \hat{v}_C(s) = 0 \quad (4.13)$$

De forma análoga, com (4.7), (4.8), (4.10) e (4.11), obtém-se:

$$-V_C \hat{d}(s) - R_L \hat{i}_L(s) + \hat{v}_C(s) D - R_C C V_C s \hat{d}(s) + R_C C D s \hat{v}_C(s) - s L \hat{i}_L(s) = 0 \quad (4.14)$$

Da equação (4.10), usando as definições (4.11a) e (4.11b), pode-se escrever a função de transferência de pequenos sinais que relaciona a tensão de entrada do conversor e a tensão do capacitor:

$$\frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{v}_C(s)} = 1 + s C R_C \quad (4.15)$$

Manipulando-se (4.13) e (4.14) para obter  $\hat{v}_C / \hat{d}'(s)$ , e depois multiplicando-se por (4.15), obtém-se a função de transferência que relaciona a tensão de entrada do conversor e o ciclo de trabalho:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}}{\hat{d}'(s)} = \frac{(1 + s C R_C) \left( I_L + \frac{V D (1 + s C R_C)}{R_L + s L} \right)}{s C + (1 + s C R_C) \left( \frac{1}{R_{eq}} + \frac{D^2}{R_L + s L} \right)} \quad (4.16)$$



Tabela 4.2: Características do conversor *buck*.

$L$	2 mH
$R_L$	0,1 $\Omega$
$C$	3000 $\mu$ F
$R_C$	0,05 $\Omega$
$V_o$	13,15 V
$D$	0,5

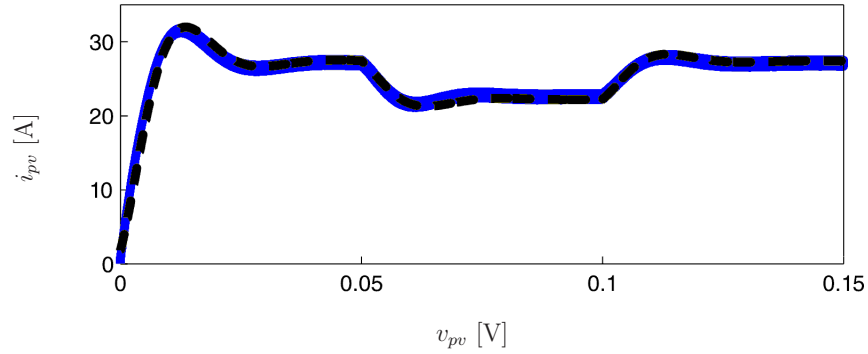


Figura 4.7: Resposta ao degrau da função de transferência  $G_{vd}(s)$  (linha tracejada) e resposta do conversor chaveado (linha cheia) observadas com variações de pequenos sinais em torno do ponto de operação com  $D = 0,5$ .

## 4.4 Análise em malha aberta

Com a função de transferência  $G_{vd}(s)$  é possível fazer algumas análises do sistema composto pelo dispositivo fotovoltaico e pelo conversor CC-CC *buck*. Antes de prosseguir para essas análises, é interessante fazer a validação a funções de transferência para verificar se a modelagem está correta. O processo de validação consiste em comparar as respostas em malha aberta das funções de transferência e do conversor chaveado (simulado) nos domínios do tempo e da frequência. Os parâmetros do modelo linear do dispositivo fotovoltaico usado nesta comparação são aqueles encontrados na Tabela 4.1. Os parâmetros do conversor são listados na Tabela 4.2.

A Fig. 4.7 mostra a tensão do conversor simulado sobreposta à resposta ao degrau da função de transferência  $G_{vd}(s)$  desenvolvida na seção anterior. O efeito do chaveamento em 20 kHz do conversor, simulado com o *software* PSIM, não é percebido na figura. A comparação da resposta do conversor e da função de transferência permite observar no domínio do tempo a validade do modelo linear de pequenos sinais que foi desenvolvido. Como mostra a figura, a resposta coincide muito

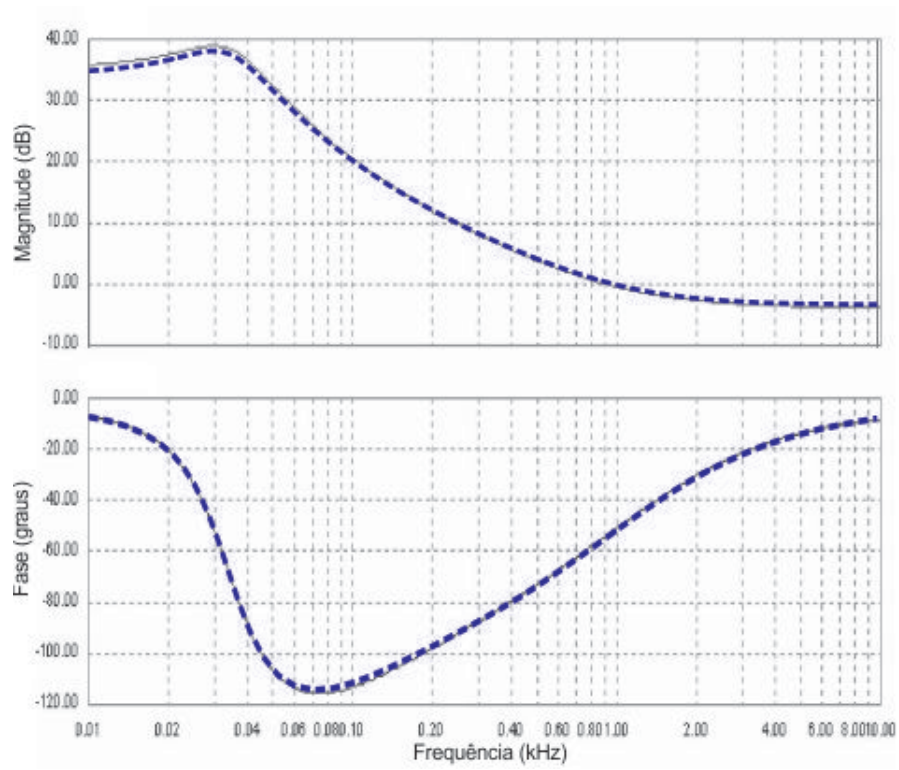


Figura 4.8: Gráficos de Bode das respostas em frequência da função de transferência  $G_{vd}(s)$  (linha tracejada) e do conversor chaveado simulado (linha contínua).

bem e pode-se dizer que a função de transferência representa de forma satisfatória o conversor. Essa função será usada mais adiante no projeto do compensador linear para o sistema de malha fechada.

A Fig. 4.8 mostra os diagramas de Bode da resposta em frequência da função de transferência  $G_{vd}(s)$  e do conversor chaveado. A resposta do conversor foi obtida com a análise de corrente alternada de pequenos sinais proporcionada pela ferramenta ACSWEEP do simulador PSIM na faixa de frequências de 10 Hz a 10 kHz. A comparação das respostas em frequência novamente confirma que o modelo linear de pequenos sinais é satisfatório e representa adequadamente o sistema estudado.

## 4.5 Análise em malha fechada

O projeto de controladores em malha fechada para o conversor CC-CC alimentado por um dispositivo fotovoltaico pode basear-se na função de transferência desenvolvida na seção anterior. O compensador linear do controlador de malha fechada pode ser projetado no domínio da frequência, usando o critério da margem de fase e do posicionamento da frequência de cruzamento (*crossover*) [134].

Esta seção apresenta os resultados de um conversor CC-CC *buck* com os parâmetros da Tabela 4.2 e alimentado por um simulador de painéis solares configurado para representar o painel KC200GT nas condições nominais de operação. Adiante serão feitas algumas considerações sobre a estabilidade do sistema de controle quando o ponto de operação é diferente do ponto de operação de projeto, no qual foi desenvolvido o modelo linear.

No controle de tensão com malha simples mostrado na Fig. 4.9 o controlador de tensão atua no ciclo de trabalho do conversor e diretamente regula a tensão de entrada  $v_{pv}$ . A Fig. 4.10 mostra como o controlador é constituído.

A Fig. 4.11 mostra os gráficos de Bode de  $G_{vd}(s)$  (malha aberta) e da função de transferência de malha  $C_{vd}(s)H_vG_{vd}(s)$  (sistema compensado). O sistema neste exemplo é compensado com  $C_{vd}(s) = (30s + 750)/s$  e a atenuação de realimentação de tensão é  $H_v = 1/30$ . O compensador

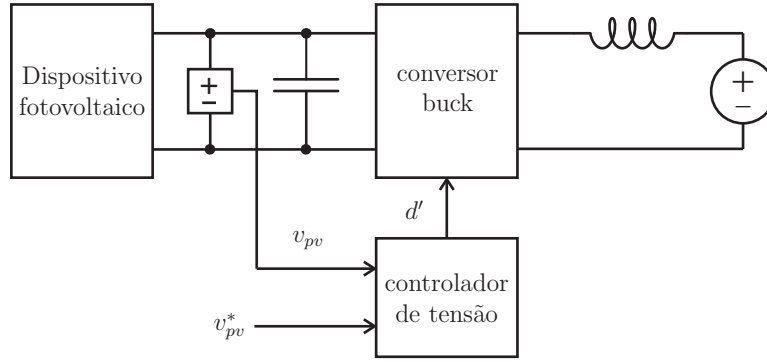


Figura 4.9: Controle de tensão com malha simples da tensão de entrada do conversor.

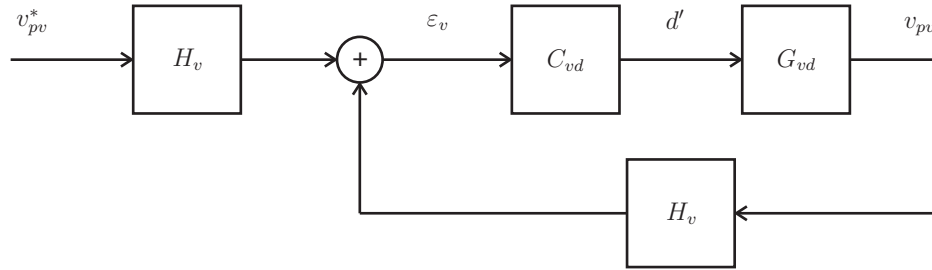


Figura 4.10: Controlador de tensão com compensador linear.

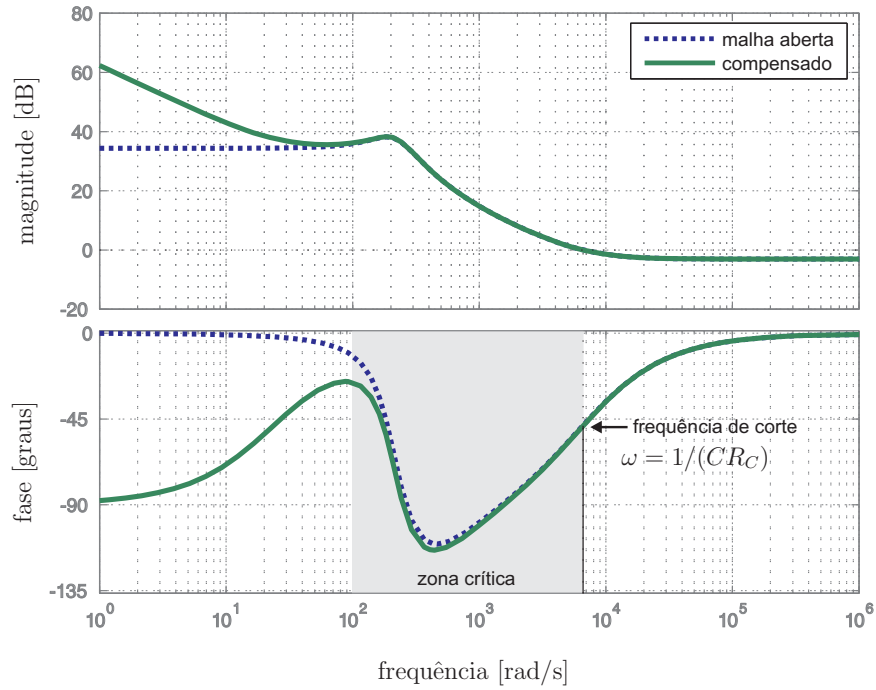


Figura 4.11: Diagramas de bode do sistema de malha aberta  $G_{vd}(s)$  e do sistema compensado  $C_{vd}(s)H_vG_{vd}(s)$ .

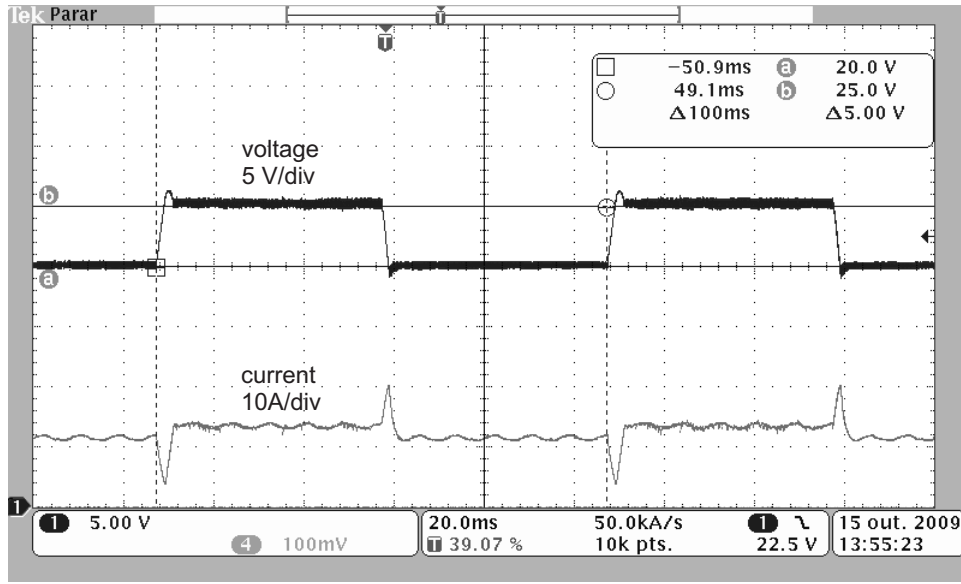


Figura 4.12: Resultado experimental do controle da tensão de entrada do conversor *buck* alimentado pelo simulador de painéis solares. Neste exemplo a tensão (gráfico superior) sofre degraus, variando entre 20 V e 25 V. No gráfico inferior observa-se a corrente na entrada do conversor.

coloca a frequência de cruzamento em  $\omega = 6600$  rad/s. Como regra prática de projeto, a frequência de cruzamento deve ser superior ou igual à frequência de corte do zero ( $1 + sCR_C$ ), que é dada por  $\omega_{cz} = 1/(CR_C)$ . A observância desta regra evita o posicionamento da frequência de cruzamento do sistema de malha fechada dentro da zona crítica destacada na Fig. 4.11. Isto garante na maior parte dos casos que a margem de fase será suficientemente boa para garantir a estabilidade do sistema em pontos de operação diferentes do ponto de projeto. Como será visto logo adiante, o deslocamento de fase do sistema em malha fechada varia bastante conforme o ponto de operação é alterado, sobretudo quando o dispositivo fotovoltaico opera na região de fonte de corrente. Nas altas frequências, acima da frequência de corte do zero, o gráfico de fase do sistema permanece inalterado mesmo com a mudança do ponto de operação.

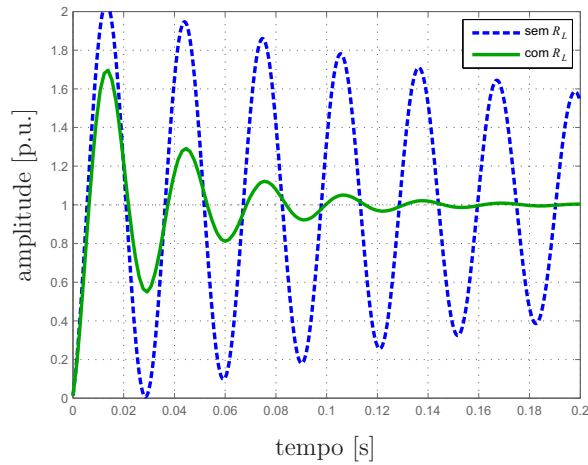
A Fig. 4.12 mostra um resultado experimental do conversor *buck* operando em malha fechada com o controlador proposto.

## 4.6 Influência de $R_C$ e $R_L$ e cuidados no projeto do compensador

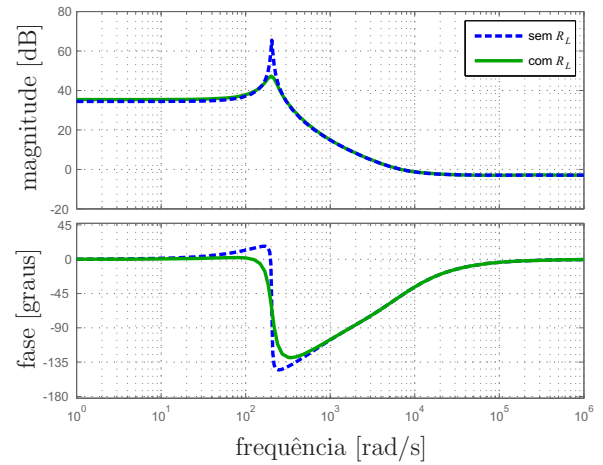
O problema do controle da tensão de entrada do conversor CC-CC é afetado pela presença da resistência série equivalente (ESR) do capacitor ( $R_C$ ) e da resistência do indutor ( $R_L$ ). O uso de modelos simplificados onde esses parâmetros são desprezados, como em [129, 135], pode levar ao projeto incorreto dos compensadores do sistema de malha fechada. Os parâmetros  $R_C$  e  $R_L$  precisam ser incluídos no modelo para a correta análise do conversor CC-CC com a tensão de entrada regulada e alimentado por um dispositivo fotovoltaico.

A Fig. 4.13 ilustra o efeito de  $R_L$  sobre a função de transferência  $G_{vd}(s)$ . Neste exemplo o sistema possui  $R_C$  e são traçadas as respostas com e sem  $R_L$ . A presença da resistência  $R_L$  reduz o fator de qualidade do circuito, amortecendo sua resposta, aumentando a margem de fase e reduzindo a amplitude do pico ressonante, o que torna mais fácil o projeto do sistema de malha fechada. O comportamento de  $G_{vd}(s)$  observado nos gráficos é típico de um circuito  $RLC$ . Sem a resistência o sistema possui elevado fator de qualidade, apresentando margem de fase reduzida e pouco amortecimento, originando oscilação e *overshoot*. Embora idealmente seja desejável  $R_L$  pequeno ou nulo, para reduzir as perdas do conversor, do ponto de vista do controle do conversor a presença de  $R_L$  é benéfica. A ausência de  $R_L$  e  $R_C$  produz uma sistema com altíssimo fator de qualidade, sem nenhum amortecimento e com margem de fase muito reduzida, como mostra a Fig. 4.14

A presença de  $R_L$  na função de transferência  $G_{vd}(s)$  aproxima o modelo da realidade e torna mais fácil a compensação, mas este parâmetro não é crítico. O mesmo não se pode dizer a respeito de  $R_C$ , cuja ausência do modelo pode levar ao projeto incorreto do compensador. A Fig. 4.15 ilustra o efeito que o parâmetro  $R_C$  tem sobre a função de transferência  $G_{vd}(s)$ . O modelo considerando  $R_C$  possui um zero na frequência  $f_{RC} = 1/(CR_C)$  que altera completamente a resposta do sistema nas altas frequências. O ganho do sistema torna-se plano nas altas frequências, o que pode reduzir a rejeição do sistema de malha fechada à ondulação causada pelo chaveamento ou a outras perturbações.

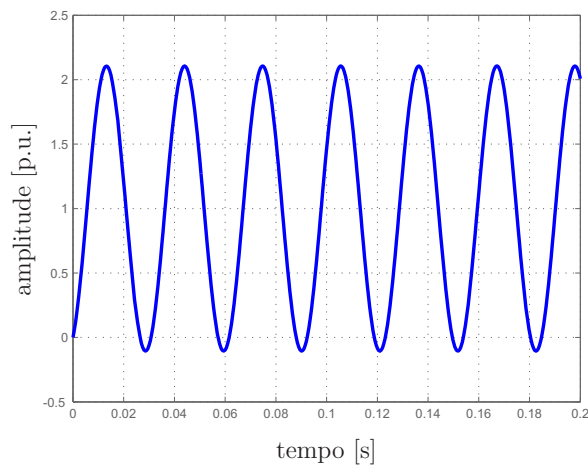


(a) Resposta ao degrau.

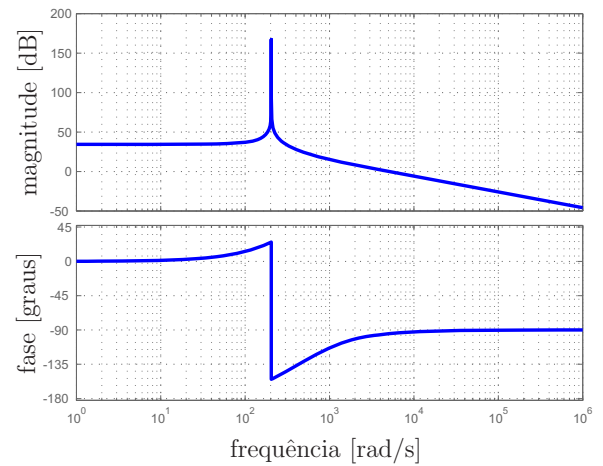


(b) Resposta em frequência.

Figura 4.13: Efeito de  $R_L$  em  $G_{vd}(s)$ .

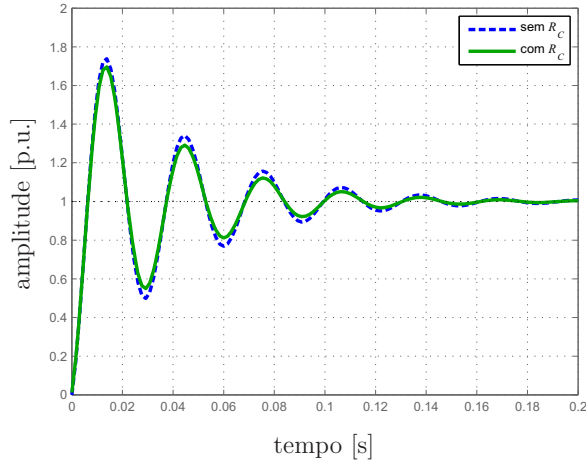


(a) Resposta ao degrau.

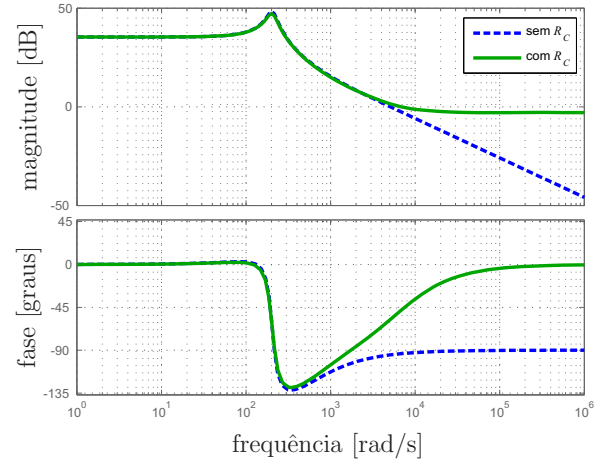


(b) Resposta em frequência.

Figura 4.14:  $G_{vd}(s)$  com ausência de  $R_L$  e  $R_C$ .



(a) Degrau.



(b) Bode.

Figura 4.15: Efeito de  $R_C$  em  $G_{vd}(s)$ .

A presença de  $R_C$  nos conversores CC-CC chaveados altera as respostas de ganho e fase, tornando mais difícil a compensação [134]. Negligenciar  $R_C$  pode tornar a compensação ineficaz tanto no conversor com a tensão de saída regulada, que é a situação convencional, como no conversor com regulação de entrada, que é o caso aqui estudado. Dependendo da proximidade do zero introduzido por  $R_C$  com a frequência de cruzamento a margem de fase pode ser aumentada. No gráfico da Fig. 4.15 observa-se que o zero acrescentado pelo capacitor e pelo resistor  $R_C$  está próximo da frequência de cruzamento, elevando consideravelmente a margem de fase. Entretanto, o aumento da margem de fase é acompanhado da deformação da resposta de ganho, que fica plana (0 dB/década) nas frequências acima de  $f_{RC} = 1/(CR_C)$ .

Alguns trabalhos sugerem o emprego do compensador PID neste problema [129, 135], porém um compensador PI pode ser suficiente no projeto do controle de malha fechada empregando as funções de transferência de pequenos sinais corretamente calculadas, com  $R_C$  e  $R_L$  incluídos nos modelos lineares. Além disso, o PID calculado sem o conhecimento de  $R_C$  pode deteriorar o funcionamento do sistema, ou seja, o PID não é recomendado para este tipo de controle. A adição de um zero em alta frequência (componente derivador) num sistema que tem uma resposta de ganho plana, como a da Fig. 4.15(b), origina uma inclinação de +20 dB/década e isto prejudica a regulação e a



rejeição a distúrbios em alta frequência do sistema de falha fechada.

A seguir se encontram dois exemplos de projeto de compensador. No primeiro caso é projetado um compensador proporcional, integral e derivativo e mostra-se que a presença do derivador requer algum cuidado devido à presença do zero em  $f_{RC} = 1/(CR_C)$ . No segundo caso é mostrado o projeto de um compensador proporcional e integral, que dependendo da situação pode ser suficiente para a compensação do sistema. O projeto desses dois compensadores não é trivial devido à presença de  $R_C$  no sistema.

### Compensador proporcional, integral e derivativo

A Fig. 4.16(a) mostra a resposta em frequência do sistema não compensado  $G_{vd}(s)H_v$ . O sistema tem a frequência de cruzamento  $\omega_c$  e possui um zero em  $\omega_{RC} = 1/(CR_C)$ . A Fig. 4.16(b) mostra a resposta do sistema acrescido de um compensador PI com um zero em  $\omega_1 < f_c$ , portanto o compensador altera somente as características em baixa frequência, deixando inalterado o comportamento do sistema acima de  $\omega_c$ .

Como a frequência de cruzamento  $\omega_c$  está um pouco distante de  $\omega_{RC}$ , o sistema não se beneficia do aumento da margem de fase que poderia ser proporcionado pela presença do zero em  $\omega_{RC}$ . A alternativa para melhorar a margem de fase é a adição de um componente derivador próximo de  $\omega_c$ , que corresponde ao zero em  $\omega_2$ . Fig. 4.16(c) mostra o efeito da adição do compensador derivativo.

Observando-se a Fig. 4.16(c) percebe-se claramente que o compensador derivativo aumenta a margem de fase, porém produz uma inclinação de +20 db/década na resposta de ganho. Esta inclinação indesejável, que tem o efeito de amplificar sinais de alta frequência, não seria percebida sem a presença de  $R_C$  no modelo.

A solução para proporcionar atenuação em altas frequências é acrescentar um pólo em alta frequência. A Fig. 4.16(d) ilustra o efeito do pólo posicionado em  $\omega_3$ . Neste exemplo o pólo foi arbitrariamente colocado antes de  $\omega_c$ .

Vê-se que a aplicação do compensador derivativo não é trivial. Se possível, o compensador derivativo ou do tipo PID deve ser evitado neste tipo de controle. Se for imprescindível para proporcionar a margem de fase desejada, deve-se acrescentar um pólo adicional em alta frequência.

Para melhorar a compensação, um pólo adicional, além daquele já presente Fig. 4.16(d), pode ser necessário para proporcionar ganho tendendo a zero nas altas frequências com uma resposta de ganho inclinada em -20 db/década acima do pólo de frequência mais alta.

### Compensador proporcional e integral

A Fig. 4.17(a) mostra a resposta em frequência do sistema não compensado  $G_{vd}(s)H_v$ . A diferença com relação ao caso anterior é que agora a frequência de corte  $\omega_c$  está mais próxima de  $\omega_{RC}$ . Neste caso, pela proximidade de  $\omega_c$  e  $\omega_{RC}$ , é possível evitar o uso de um compensador derivativo, pois o próprio zero em  $\omega_{RC}$ , que existe naturalmente na planta devido à presença de  $R_C$ , possibilita elevada margem de fase.

A Fig. 4.17(b) mostra que um compensador PI pode ser suficiente para compensar este sistema devido à presença do zero em  $\omega_{RC}$ , que reduz o atraso de fase nas altas frequências. Entretanto esse zero, que proporciona margem de fase elevada, tem o inconveniente de originar uma resposta de ganho plana nas altas frequências.

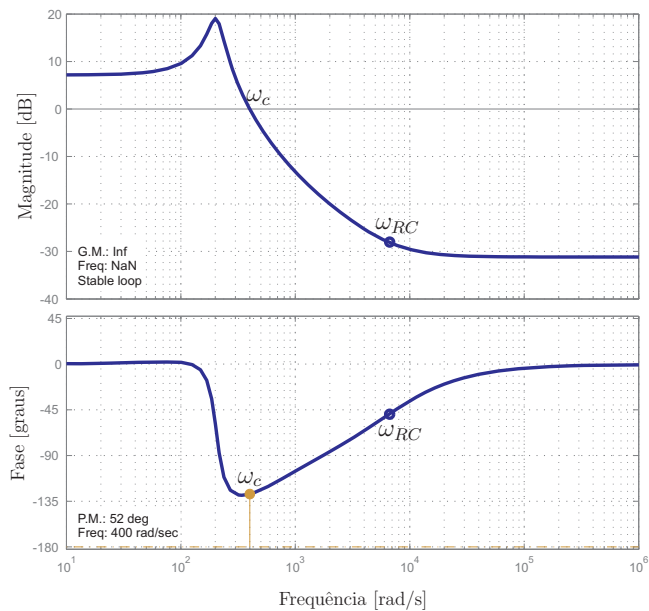
Para melhorar a rejeição de distúrbios do sistema de malha fechada é possível adicionar um pólo na frequência  $\omega_3$ , como mostra a Fig. 4.17(c). Isto dá origem à inclinação de -20 db/década na resposta de ganho nas altas frequências e realiza com êxito a compensação do sistema.

## 4.7 Análise do sistema em diferentes pontos de operação

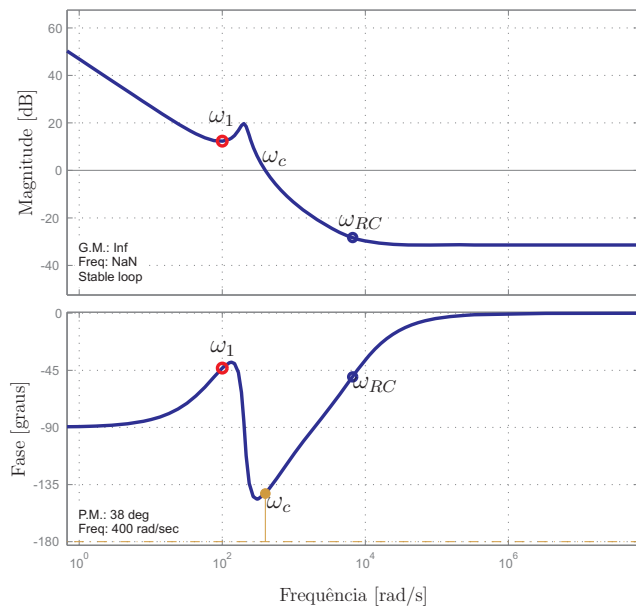
Nas análises até agora realizadas o dispositivo fotovoltaico foi linearizado no ponto de máxima potência (MPP) nominal e o sistema de malha fechada foi projetado para operar nas vizinhanças desse ponto. Embora o sistema idealmente deva operar no ponto de projeto, o sistema de malha fechada pode trabalhar satisfatoriamente em outros pontos de operação. A mudança do ponto de operação pode ser causada pelo deslocamento da operação ao longo da curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  ou mesmo pela alteração da própria curva  $i_{pv} \times v_{pv}$ , que pode ocorrer pela variação da temperatura ou da irradiação solar. Poder trabalhar numa ampla faixa de pontos de operação é um dos objetivos de todo sistema de malha fechada. No caso específico do sistema estudado neste capítulo, espera-se que a operação aconteça no ponto de máxima potência (MPP) durante a maior parte do tempo, mas a operação fora do MPP pode ocorrer desde que a estabilidade do sistema seja garantida.

Uma forma de verificar se o sistema de malha fechada projetado funciona satisfatoriamente em pontos de operação diferentes do MPP nominal é através de simulação. Isto é perfeitamente possível com o modelo de simulação de dispositivos fotovoltaicos desenvolvido no Capítulo 3. Outra maneira é analisar o desempenho do sistema em diversos pontos de operação é traçar os diagramas de Bode ou obter as respostas ao degrau do sistema em diversos pontos de interesse. Dois pontos particularmente interessantes são o ponto de curto-circuito e o ponto de circuito aberto, que representam os extremos da curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  do dispositivo fotovoltaico. Com os mesmos compensadores obtidos através do projeto no MPP, podem-se traçar as respostas no tempo ou na frequência do sistema quando a planta é alterada pela mudança do ponto de operação. Para tal, lineariza-se o dispositivo fotovoltaico nos pontos de interesse e analisa-se o sistema com as novas funções de transferência obtidas.

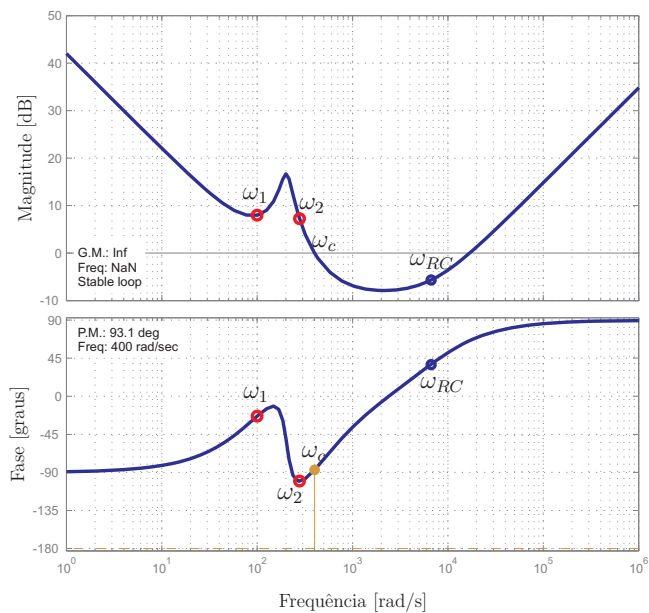
Quando o ponto de operação muda em direção à região de fonte de corrente do dispositivo fotovoltaico, ou seja, à esquerda do MPP, o comportamento do sistema torna-se mais crítico. Por outro lado, quando o ponto de operação tende a entrar na região de fonte de tensão do dispositivo, à direita do MPP, o sistema torna-se mais amortecido e estável [123]. Mesmo considerando que o sistema opera sempre no MPP, o seu comportamento pode ser melhor ou pior dependendo das condições de temperatura e irradiação solar.



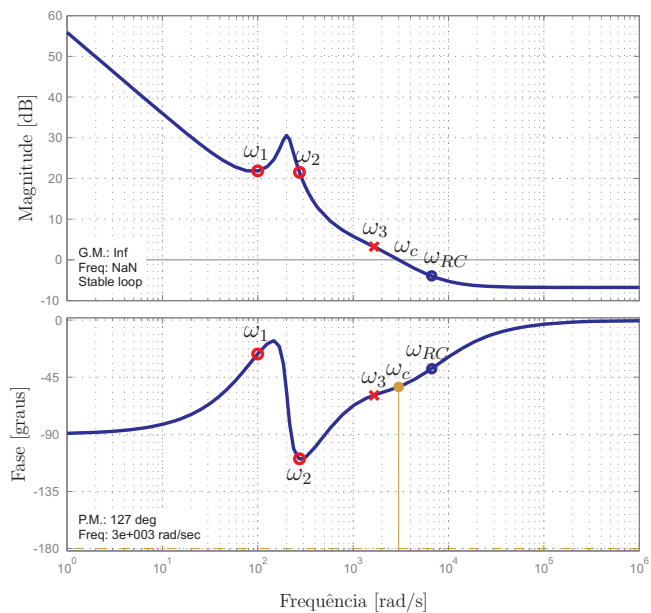
(a) Não compensado.



(b) Proporcional e integral.

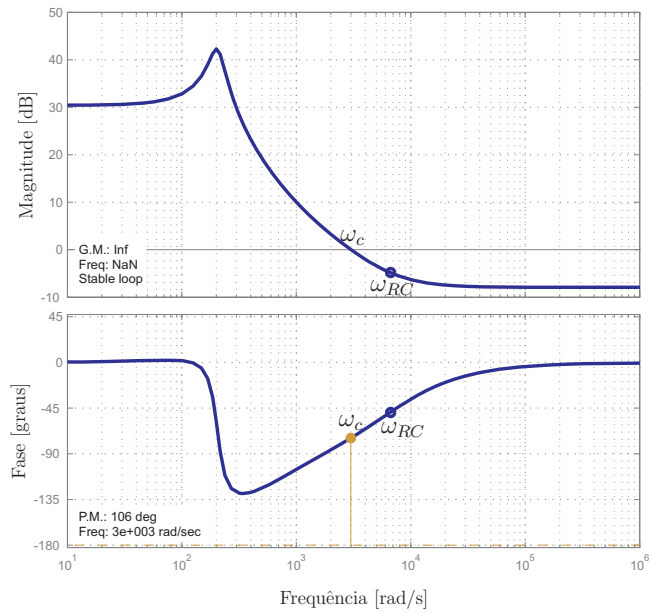


(c) Proporcional, integral e derivativo.

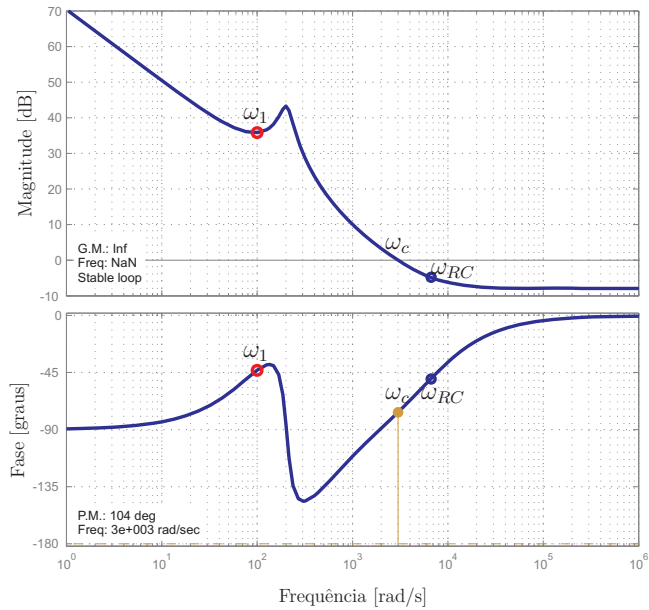


(d) Proporcional, integral e derivativo com pólo adicional.

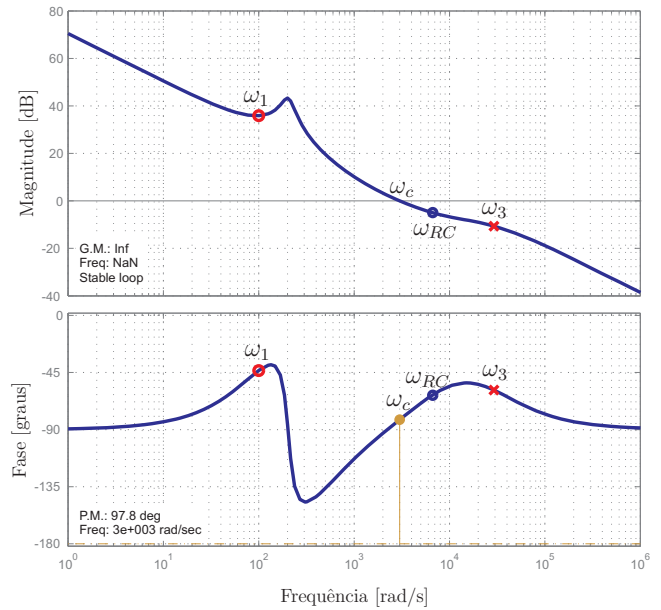
Figura 4.16: Etapas do projeto do compensador.



(a) Não compensado.



(b) Proporcional e integral.



(c) Proporcional e integral com pólo adicional.

Figura 4.17: Etapas do projeto do compensador.

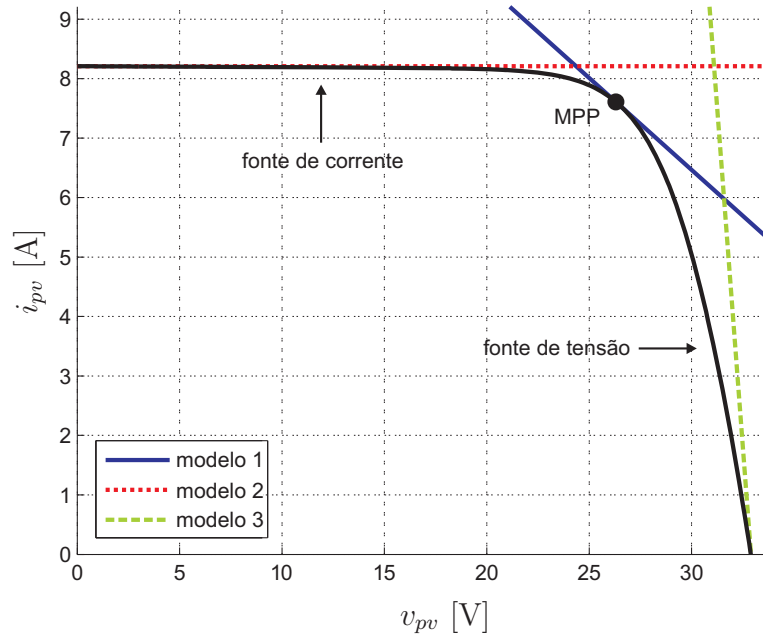


Figura 4.18: Curvas do dispositivo fotovoltaico e dos modelos lineares obtidos no ponto de máxima potência e nas duas extremidades das regiões de fonte de corrente e de fonte de tensão.

A análise do sistema em diferentes pontos de operação começa com a obtenção de modelos lineares do dispositivo fotovoltaico nesses pontos de interesse. A seguir são desenvolvidos dois modelos lineares, que juntamente com o modelo linear no MPP serão usados na análise do sistema em diversas condições de operação.

### Modelos lineares dos dispositivos fotovoltaicos

A Fig. 4.18 apresenta a curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  de um dispositivo fotovoltaico linearizada em três pontos diferentes, dando origem a três modelos lineares. O “modelo 1” corresponde à já conhecida linearização no MPP, o “modelo 2” corresponde à linearização no ponto de curto-circuito e o “modelo 3” corresponde à linearização no ponto de circuito aberto.

Na Seção 4.2 foi desenvolvida a equação do modelo linear da curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  num ponto  $(V, I)$ . A equação (4.2) determina a derivada  $g(V, I)$  da curva nesse ponto e a equação (4.3) descreve a reta tangente.

A curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  pode ser linearizada em qualquer ponto desejado e o sistema pode ser analisado em torno de qualquer ponto de operação. Na Fig. 4.18 observa-se que a inclinação da reta muda

Tabela 4.3: Parâmetros dos modelos lineares do painel KC200GT nas condições nominais de temperatura e irradiação.

Modelo	$g$ [ $\Omega^{-1}$ ]	$V_{eq}$ [V]	$R_{eq}$ [ $\Omega$ ]
1	-0.3093	50.9007	3.2327
2	-1.5520e-7	5.2901e7	6.4435e6
3	-4.5520	32.9000	0.2197

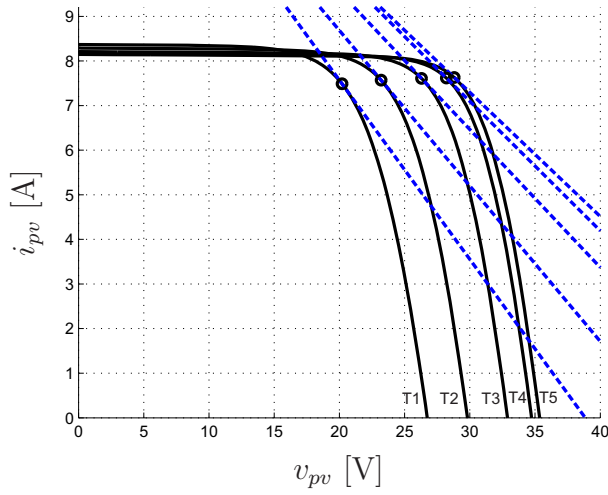
de acordo com a posição do ponto de operação. Conforme o ponto de operação move-se para a esquerda, a inclinação torna-se menos negativa, tendendo a zero no ponto de curto-circuito. Conforme o ponto move-se para a direita, a inclinação torna-se mais negativa, atingindo seu máximo no ponto de circuito aberto.

O circuito equivalente do modelo linear foi apresentado na Fig. 4.5. Este circuito é composto pela fonte de tensão equivalente  $V_{eq}$  e pela resistência série equivalente  $R_{eq}$ . O comportamento dinâmico do sistema depende do valor da resistência  $R_{eq}$ , que é inversamente proporcional à inclinação da reta equivalente, conforme a equação (4.4). Os pontos de curto-circuito e circuito aberto foram escolhidos para a linearização porque representam os piores casos, correspondentes às inclinações máxima e mínima da reta tangente à curva  $i_{pv} \times v_{pv}$ . Embora a operação do conversor nesses pontos não seja realista, o que interessa para o propósito da análise do sistema são os valores de  $g$ , que são incluídos no modelo do conversor através da resistência  $R_{eq}$ .

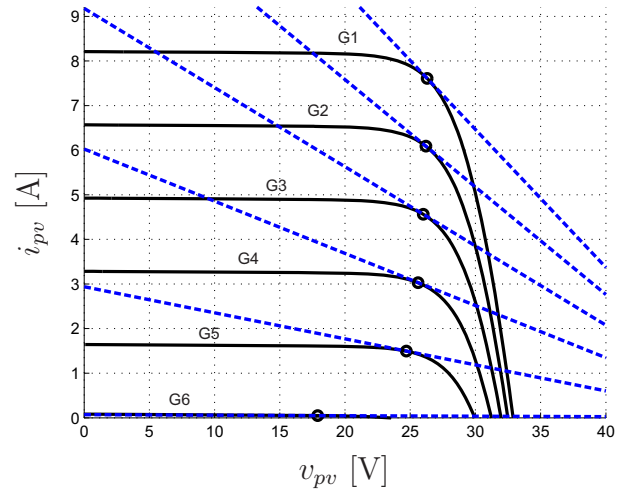
É interessante notar que a inclinação da reta tangente do modelo linear do dispositivo fotovoltaico é traduzida no modelo do sistema completo como uma resistência negativa dinâmica definida como  $r = 1/g$ , mencionada em [129]. A resistência é dinâmica porque altera-se conforme a posição do ponto de operação, de acordo com a inclinação da reta tangente naquele ponto. É negativa porque variações positivas da tensão  $v_{pv}$  causam variações negativas na corrente  $i_{pv}$ . No lugar do conceito de resistência negativa dinâmica empregado em [129], neste estudo empregou-se a analogia simples com o circuito equivalente da Fig. 4.5.

Como exemplo, das equações (4.2), (4.4) e (4.5) são obtidos os valores de  $g$ ,  $V_{eq}$  e  $R_{eq}$  para os modelos 1, 2 e 3 do painel solar KC200GT nas condições nominais de temperatura e irradiação, listados na Tabela 4.3.

As Figs. 4.19-4.21 apresentam conjuntos de curvas  $i_{pv} \times v_{pv}$  com os modelos lineares 1, 2 e



(a) Modelo 1, várias temperaturas.



(b) Modelo 1, várias irradiações.

Figura 4.19: Curvas  $i_{pv} \times v_{pv}$  e retas do modelo 1 (no ponto MPP) analisadas em diferentes temperaturas e irradiações.

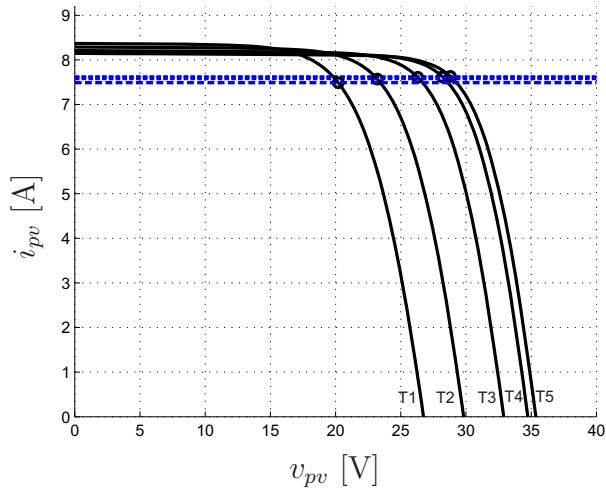
3 avaliados em diversas condições de temperatura e irradiação. Esses modelos serão usados nas análises apresentadas logo a seguir.

As Figs. 4.19(a), 4.20(a) e 4.21(a) mostram que a inclinação da reta do modelo linear altera-se muito pouco, mesmo com uma ampla variação de temperatura ( $5^\circ\text{C}$  a  $75^\circ\text{C}$ ). Isso evidencia que a temperatura tem pouca influência sobre o comportamento dinâmico do sistema, como será constatado a seguir através da análise das funções de transferência.

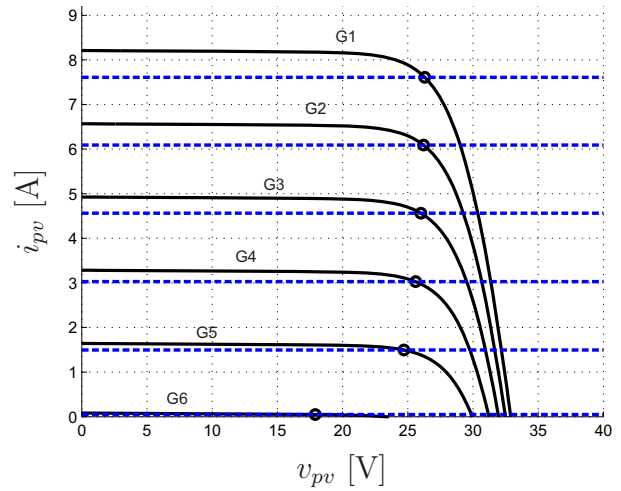
As Figs. 4.19(b), 4.20(b) e 4.21(b), por outro lado, mostram que a irradiação influi fortemente no comportamento dinâmico do sistema. Nos gráficos apresentados, com irradiação entre  $10 \text{ W/m}^2$  e  $1000 \text{ W/m}^2$ , observa-se que a diminuição da irradiação faz a inclinação da reta diminuir, chegando próximo de zero quando a irradiação é muito pequena. Na Fig. 4.20(b) não se percebe a influência da irradiação pois no modelo 2 a inclinação da reta é sempre próxima de zero. Nas Figs. 4.20(b) e 4.21(b) percebe-se que, no pior caso, quando a irradiação chega perto de zero, os modelos lineares 1 e 3 são reduzidos ao modelo 2.

O fato de não haver influência significativa da temperatura sobre os modelos, somado ao fato de os modelos 1 e 3 assemelharem-se ao modelo 2 na menor condição de irradiação, levanta a



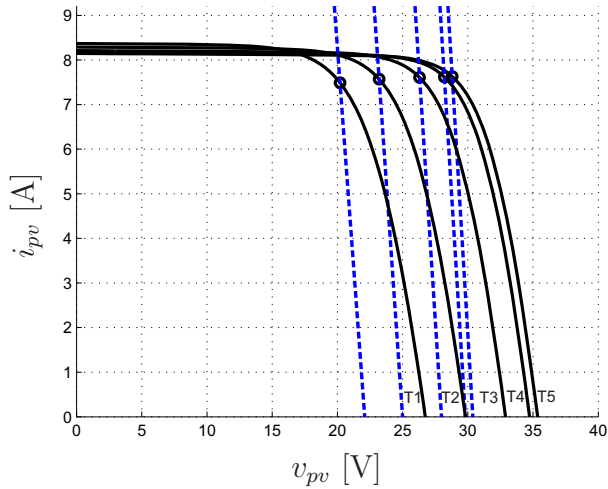


(a) Modelo 2, várias temperaturas.

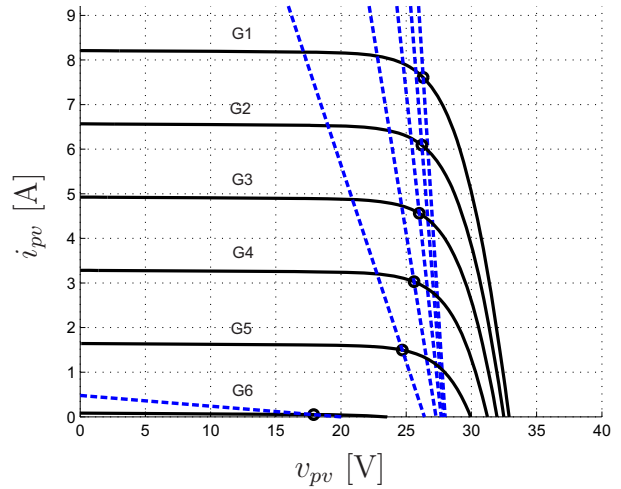


(b) Modelo 2, várias irradiações.

Figura 4.20: Curvas  $i_{pv} \times v_{pv}$  e retas do modelo 2 (região fonte de corrente) analisadas em diferentes temperaturas e irradiações.



(a) Modelo 3, várias temperaturas.



(b) Modelo 3, várias irradiações.

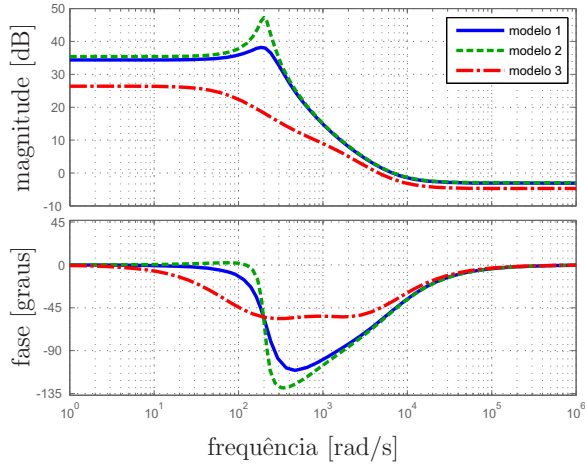
Figura 4.21: Curvas  $i_{pv} \times v_{pv}$  e retas do modelo 3 (região fonte de tensão) analisadas em diferentes temperaturas e irradiações.

possibilidade de eleger o modelo 2 para a análise do pior caso de operação do sistema. Pode-se supor que se o sistema for projetado sob o modelo 2, ou se for projetado em qualquer outra condição e depois testado sob o modelo 2, o funcionamento adequado e a estabilidade do sistema ficam garantidos. As análises das funções de transferência apresentadas nas páginas seguintes têm o objetivo de comprovar esta hipótese.

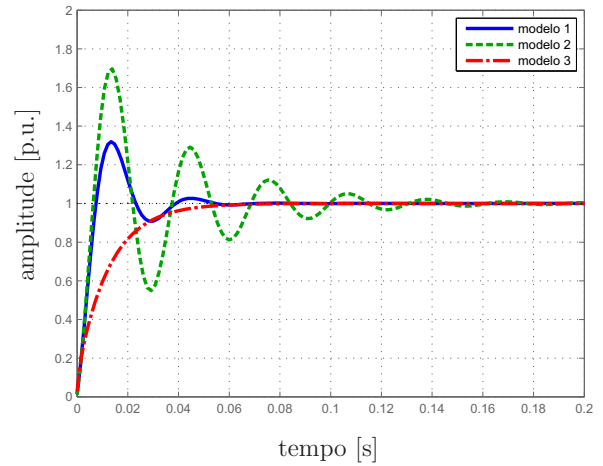
#### 4.7.1 Análise em malha aberta

A Fig. 4.22 mostra os diagramas de Bode e as respostas ao degrau das funções de transferência  $G_{vd}(s)$  obtidas com os modelos 1, 2 e 3 do dispositivo fotovoltaico. Observa-se que a função de transferência do modelo 2 apresenta as piores características dinâmicas. O gráfico de Bode mostra pico ressonante e giro de fase acentuados na resposta do modelo 2. Esse comportamento torna crítico o projeto do sistema de malha fechada devido à dificuldade de posicionar a frequência de cruzamento para obter uma margem de fase satisfatória. As respostas ao degrau mostram que o modelo 2 apresenta o pior desempenho. Com o modelo 3, o sistema é bastante amortecido, ao passo que com o modelo 2 o sistema tem pouco amortecimento, apresentando oscilação e grande *overshoot*. Pode-se concluir, a partir dos gráficos apresentados, que o sistema obtido com o modelo 3 (dispositivo fotovoltaico na região de fonte de tensão) corresponde ao melhor caso, enquanto o pior caso é o sistema correspondente ao modelo 2 (dispositivo na região de fonte de corrente).

As Figs. 4.23 a 4.25 mostram as respostas das funções  $G_{vd}(s)$  obtidas com os modelos 1, 2 e 3 em várias condições de temperatura e irradiação.



(a)  $G_{vd}(s)$  - vários modelos - diagrama de Bode.



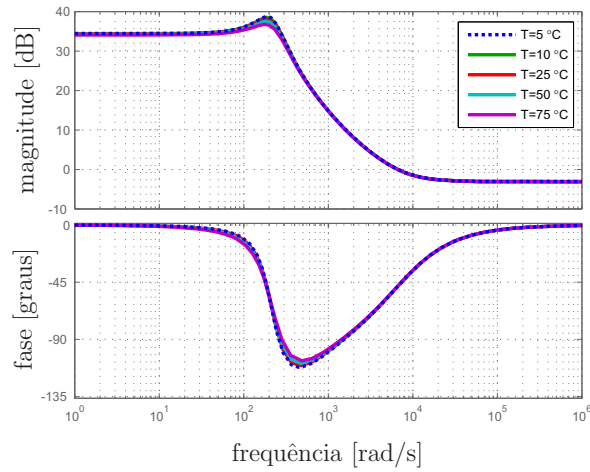
(b)  $G_{vd}(s)$  - vários modelos - resposta ao degrau.

Figura 4.22:  $G_{vd}(s)$  considerando os diferentes modelos lineares do painel fotovoltaico.

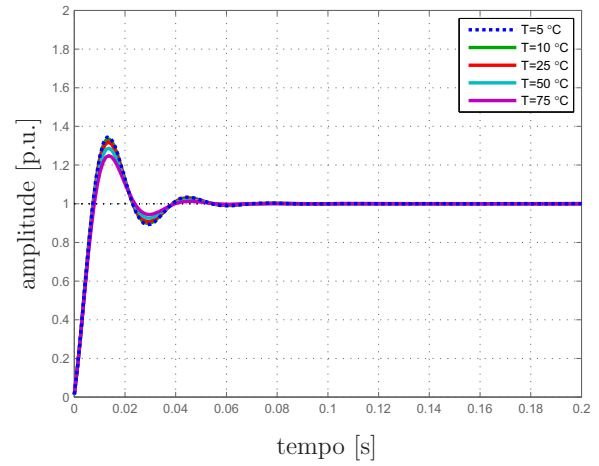
As Figs. 4.23(a), 4.23(b), 4.24(a), 4.24(b), 4.25(a) e 4.25(b) mostram que a variação de temperatura não tem influência significativa sobre o desempenho do sistema. Independentemente do modelo linear empregado, ou seja, independentemente da região da curva  $i_{pv} \times v_{pv}$  na qual o sistema opera, a variação de temperatura não altera as características dinâmicas do sistema. Isso já era esperado a partir das observações feitas na seção anterior a respeito da inclinação da reta do modelo linear, que não se altera significativamente com a variação da temperatura.

As Figs. 4.23(c), 4.23(d), 4.24(c), 4.24(d), 4.25(c) e 4.25(d) mostram que a irradiação tem um efeito muito grande sobre o comportamento dinâmico do sistema, como também já era esperado a partir das observações sobre as inclinações das retas dos modelos lineares feitas na seção anterior.

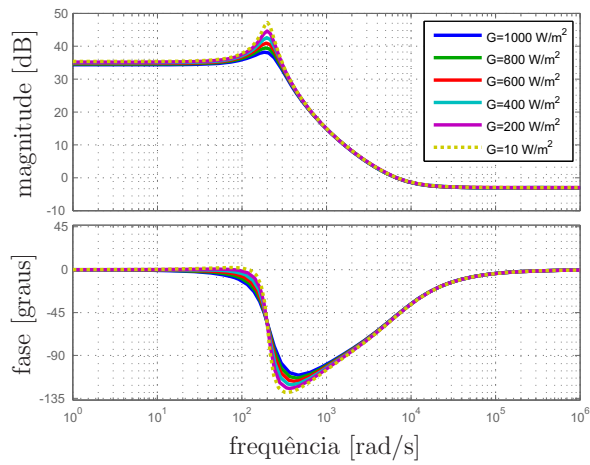
De acordo com a hipótese levantada na seção anterior, observa-se que o pior comportamento é obtido com o modelo 2 (independentemente da condição de irradiação ou temperatura) e com os modelos 1 ou 3 na menor condição de irradiação, que ficam reduzidos ao modelo 2 quando a irradiação é muito pequena. Os diagramas de Bode e as respostas ao degrau com o modelo 2 apresentados na Fig. 4.24 são semelhantes aos obtidos com os modelos 1 e 3 no pior caso ( $G = 10 \text{ W/m}^2$ ), mostrados nas Figs. 4.23(c), 4.23(d), 4.25(c) e 4.25(d).



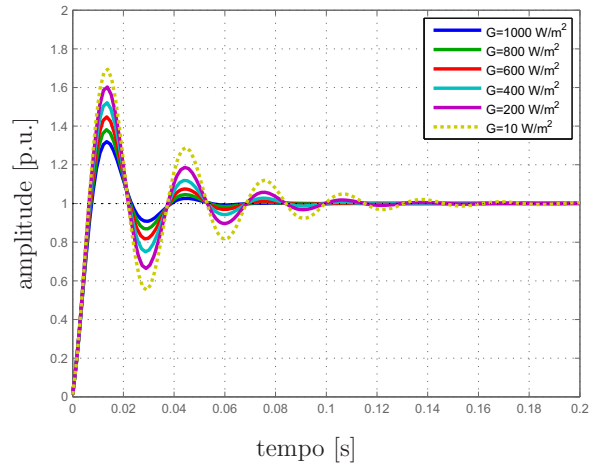
(a)  $G_{vd}(s)$  - várias temperaturas - diagrama de Bode.



(b)  $G_{vd}(s)$  - várias temperaturas - resposta ao degrau.

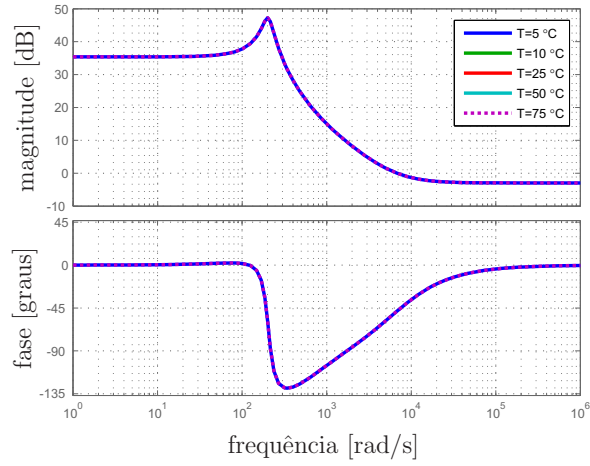


(c)  $G_{vd}(s)$  - várias irradiações - diagrama de Bode.

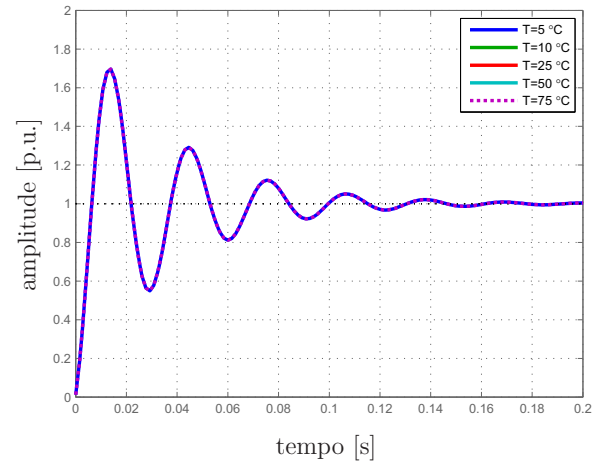


(d)  $G_{vd}(s)$  - várias irradiações - resposta ao degrau.

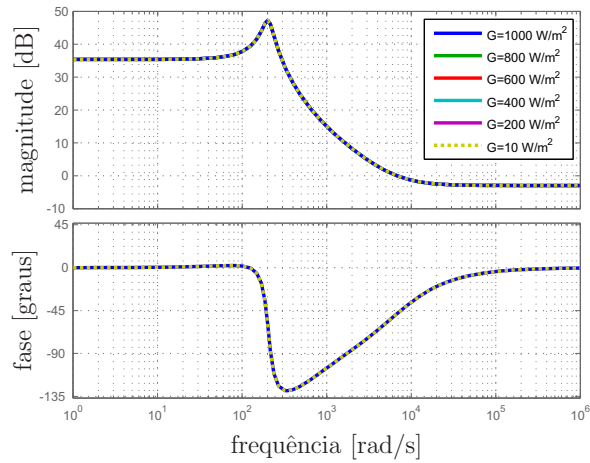
Figura 4.23:  $G_{vd}(s)$  considerando o modelo 1 do painel fotovoltaico.



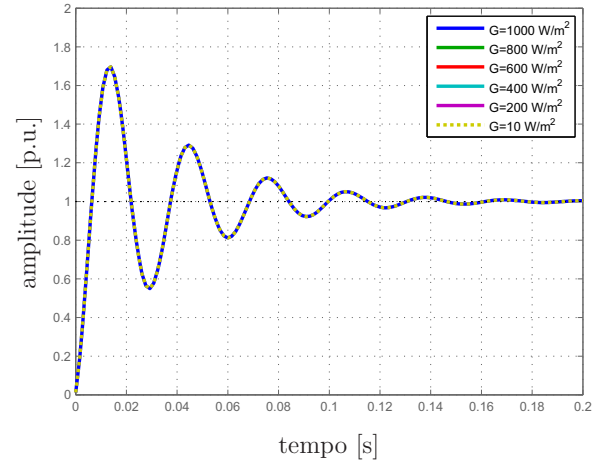
(a)  $G_{vd}(s)$  - várias temperaturas - diagrama de Bode.



(b)  $G_{vd}(s)$  - várias temperaturas - resposta ao degrau.

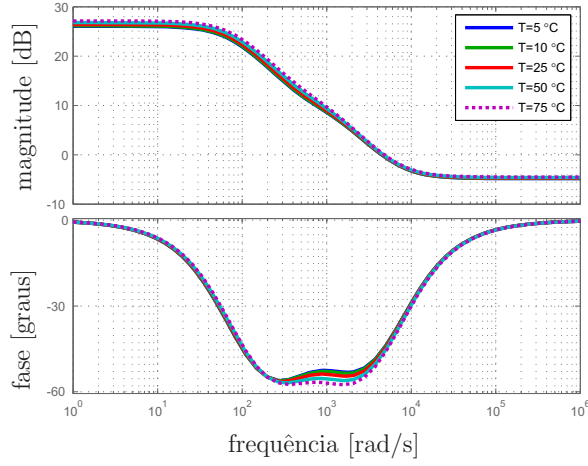


(c)  $G_{vd}(s)$  - várias irradiações - diagrama de Bode.

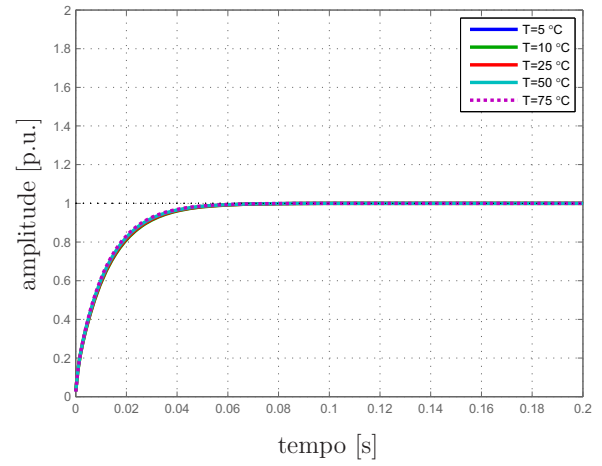


(d)  $G_{vd}(s)$  - várias irradiações - resposta ao degrau.

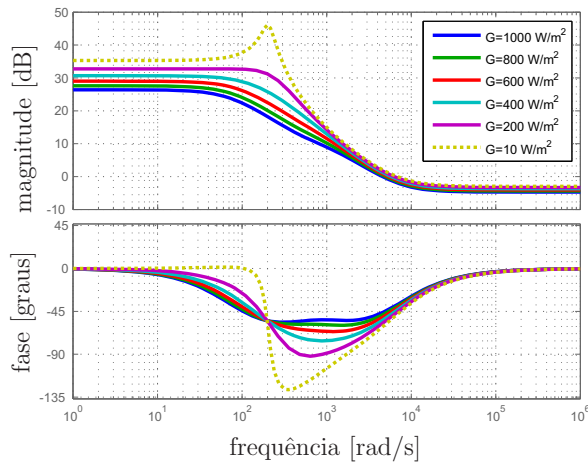
Figura 4.24:  $G_{vd}(s)$  considerando o modelo 2 do painel fotovoltaico.



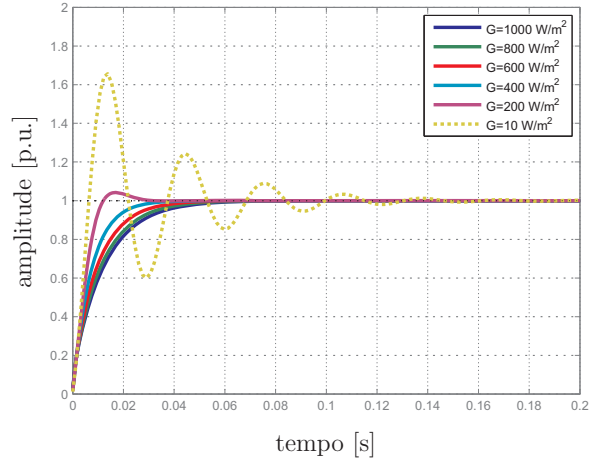
(a)  $G_{vd}(s)$  - várias temperaturas - diagrama de Bode.



(b)  $G_{vd}(s)$  - várias temperaturas - resposta ao degrau.

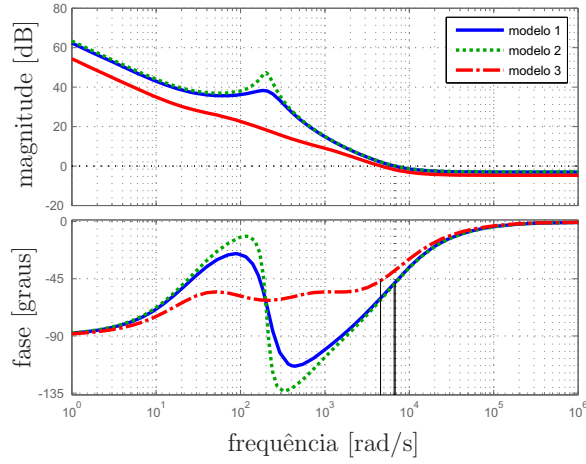


(c)  $G_{vd}(s)$  - várias irradiações - diagrama de Bode.

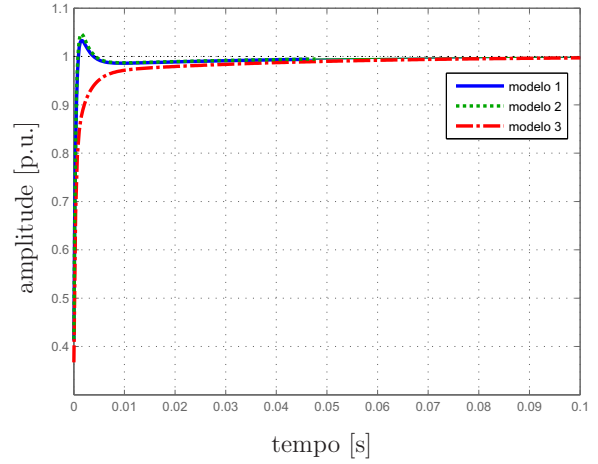


(d)  $G_{vd}(s)$  - várias irradiações - resposta ao degrau.

Figura 4.25:  $G_{vd}(s)$  considerando o modelo 3 do painel fotovoltaico.



(a) Diagrama de Bode.



(b) Resposta ao degrau de tensão de entrada.

Figura 4.26: Respostas do sistema  $G_{vd}(s)H_v$  compensado em diferentes pontos de operação.

### 4.7.2 Análise em malha fechada

No controle de tensão estudado na Seção 4.5 a função de transferência de malha  $G_{vd}(s)H_v$  foi compensada com o compensador  $C_{vd}(s)$ , de acordo com o diagrama de malha fechada mostrado na Fig. 4.10. Naquela ocasião foi considerada a função de transferência  $G_{vd}(s)$  obtida com a linearização do dispositivo fotovoltaico no MPP e o compensador foi projetado para esta situação.

A partir da análise do comportamento da função de transferência  $G_{vd}(s)$  em malha aberta realizada na Seção 4.7.1, em diferentes situações de temperatura e irradiação, observou-se que o pior caso, no qual o projeto do compensador seria mais difícil, é aquele representado pela operação na região de fonte de corrente do dispositivo fotovoltaico (modelo 2). O projeto de  $C_{vd}(s)$  poderia ser feito para este caso. Entretanto, como o sistema deve operar no MPP sempre que possível, o projeto de  $C_{vd}(s)$  nesta situação (modelo 1) é preferível desde que o compensador  $C_{vd}(s)$  seja projetado no ponto ótimo de operação e tenha sua estabilidade testada na região de fonte de corrente (modelo 2).

Na Seção 4.5 foi projetado o compensador  $C_{vd}(s) = (30s + 750)/s$  para compensar a função de transferência  $G_{vd}(s)$  com ganho de realimentação  $H_v = 1/30$ . O compensador é um proporcional-integral projetado de acordo com os critérios que foram apresentados na Seção 4.6. O projeto

foi realizado para o sistema operando no MPP nominal e agora pretende-se avaliar o desempenho do sistema compensado em outras condições de operação. Para isso são obtidas as respostas do sistema de malha fechada com os modelos 1, 2 e 3 do dispositivo fotovoltaico.

A Fig. 4.26 ilustra as respostas em frequência e ao degrau do sistema  $G_{vd}(s)H_v$  compensado com um PI. Neste projeto não foi empregado o pólo adicional mencionado na Seção 4.6, que poderia melhorar atenuação da resposta do sistema de malha fechada nas altas frequências do sistema. As respostas ao degrau mostram que o sistema operando no MPP e na região de fonte de corrente apresenta um pequeno *overshoot* (inferior a 5%) e alcança o regime estacionário em cerca de 100 ms. Esta resposta de malha fechada, obtida com ferramenta computacional a partir da função de transferência  $G_{vd}(s)$ , é semelhante à resposta obtida experimentalmente, mostrada na Fig. 4.12. A informação relevante a ser extraída da Fig. 4.26 é que a margem de fase do sistema permanece elevada mesmo quando o ponto de operação desloca-se para o pior caso, correspondente ao modelo 2. O critério de projeto utilizado, que consistiu em posicionar a frequência de corte próximo do zero introduzido pelo capacitor e pela resistência  $R_C$ , garante elevada margem de fase e torna o sistema estável mesmo na pior condição de operação.

## 4.8 Conclusões

A regulação da tensão fotovoltaica através de um conversor CC-CC *buck* pode ser conseguida com o emprego de compensadores lineares convencionais. Este estudo empregou um conversor *buck*, mas outros tipos de conversores podem ser empregados com o mesmo propósito. Embora na literatura existam muitos exemplos de trabalhos com conversores para sistemas fotovoltaicos sem regulação de tensão, não há razão para dispensar o uso de um compensador, dada a simplicidade que o problema apresenta e a facilidade de projeto e implementação de compensadores lineares para esta finalidade. O controle da tensão do dispositivo fotovoltaico através da regulação da tensão de entrada do conversor CC tem a vantagem de aumentar significativamente o desempenho dos métodos de MPP [121].

Este capítulo apresentou uma análise detalhada da modelagem do conversor CC-CC *buck*



com controle de tensão entrada e alimentado por um dispositivo fotovoltaico. Foi apresentada a modelagem de pequenos sinais do conversor e foram analisados critérios para o projeto dos compensadores. No final foi realizado um estudo sobre o desempenho e a estabilidade do sistema em diferentes pontos de operação.

# Capítulo 5

## Rastreamento da máxima potência fotovoltaica

### 5.1 Introdução

O rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT, *maximum power point tracking*) é uma função necessária em conversores eletrônicos para sistemas fotovoltaicos. Esse sistema é responsável por fazer a extração da máxima potência instantânea dos painéis solares, ajustando o ponto de operação do sistema às diferentes condições de operação.

A potência fornecida pelo dispositivo ou arranjo fotovoltaico é variável devido às mudanças das condições de operação ao longo do dia ou devido à presença de irregularidades causadas pelo sombreamento parcial de painéis ou células. Ao longo do dia os níveis de irradiação e as temperaturas variam bastante, modificando constantemente a curva  $I \times V$  do dispositivo. Isso torna necessário fazer o rastreamento do ponto ótimo de operação do sistema com a finalidade de obter o máximo rendimento.

## 5.2 Métodos de rastreamento para condições uniformes de operação

São diversos os métodos ou algoritmos de MPPT encontrados na literatura [136, 137]. Alguns deles, encontrados na maior parte dos trabalhos sobre sistemas fotovoltaicos, são conhecidos por sua simplicidade e robustez. O maior desafio dos métodos de MPPT está em sua capacidade de operar em situações nas quais o sistema fotovoltaico apresenta múltiplos pontos locais de máxima potência. Quando as condições de operação do sistema fotovoltaico não são uniformes, ou seja, quando a iluminação dos painéis fotovoltaicos não é homogênea, quando existem diferenças físicas entre os painéis de um conjunto ou quando um ou mais painéis falham, os algoritmos convencionais de MPPT tornam-se pouco eficientes.

Os algoritmos estudados nesta seção destinam-se ao emprego em situações nas quais o conjunto fotovoltaico apresenta apenas um máximo de potência. Esta condição na prática é difícil de ocorrer em sistemas reais formados por associações de painéis fotovoltaicos. Entretanto, esses métodos de MPPT são as bases dos métodos para condições não uniformes de operação. Além disso, apesar da simplicidade desses métodos, são muito eficientes em sistemas não sujeitos a efeitos de sombreamento parcial. A melhor alternativa para a maximização da eficiência dos sistemas fotovoltaicos, que tem sido usada em conversores comerciais, é a modularização, ou seja, o emprego do MPPT em painéis individuais ou em conjuntos pequenos de painéis, minimizando o impacto da presença de máximos de potência locais que podem existir em grandes conjuntos fotovoltaicos quando são sujeitos ao sombreamento parcial.

### 5.2.1 Perturbação e observação

O método de perturbação e observação (P&O) é o mais simples dos métodos de MPPT existentes [34, 117, 118, 138–141] e apresenta excelente desempenho e é fácil de ser implementado em sistemas de baixo custo [138]. Alguns métodos mais sofisticados baseiam-se no mesmo princípio empregado no método de P&O. Exemplos desses métodos, construídos em torno do mesmo conceito de perturbar e observar, são a técnica de P&O modificada, a *hill climbing*, e a *hill climbing*

modificada [136, 137].

A Fig. 5.1 ilustra o algoritmo do método de P&O. O princípio está em produzir perturbações na tensão e na corrente do dispositivo fotovoltaico e observar a potência resultante. Se a potência aumentou, continua-se perturbando no mesmo sentido na próxima execução do algoritmo. Se a potência diminuiu, no próximo passo perturba-se no sentido oposto. Esta é a maneira conceitualmente mais simples de se fazer o rastreamento do ponto de máxima potência de um dispositivo fotovoltaico.

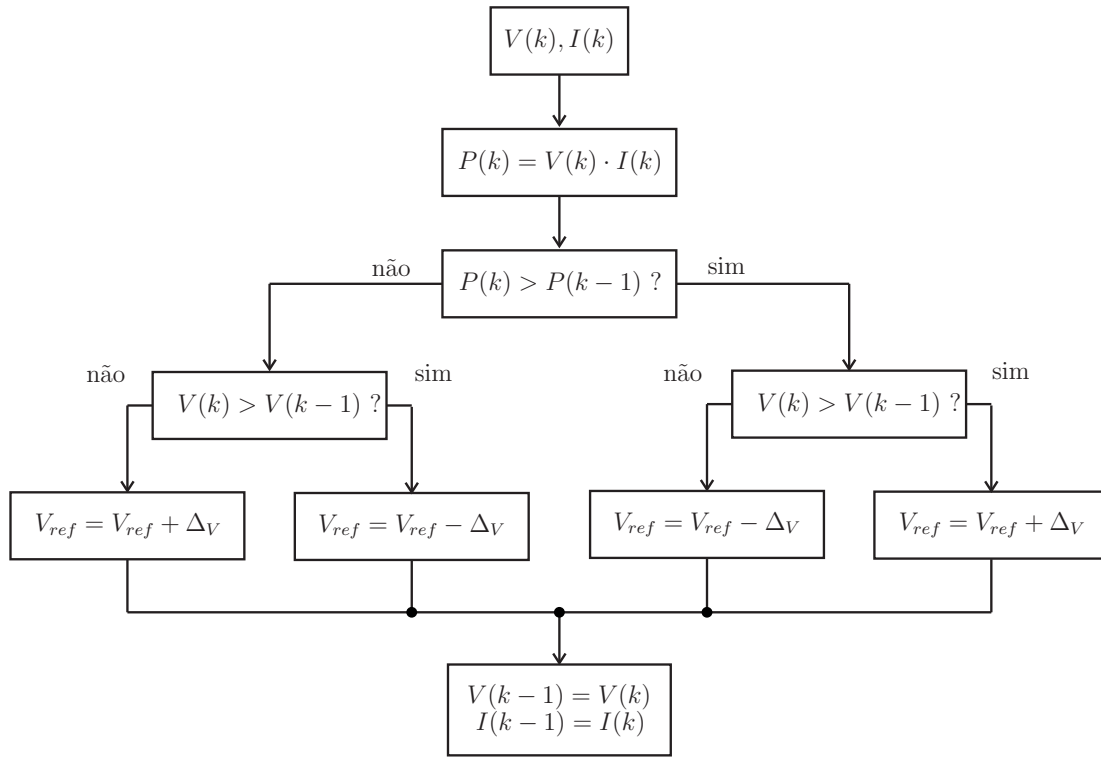


Figura 5.1: Algoritmo de perturbação e observação (P&O).

### 5.2.2 Fração da tensão de circuito aberto

O método da fração de tensão de circuito aberto consiste em fixar a tensão do dispositivo fotovoltaico em um valor calculado a partir da tensão de circuito aberto medida ( $V_{oc}$ ). Normalmente existe uma relação entre a tensão de máxima potência de um dispositivo ou conjunto fotovoltaico que pode ser escrita da seguinte forma [137]:

$$V_{mp} \approx V_{oc} k_v \quad (5.1)$$

onde  $k_v$  é uma constante de proporcionalidade que depende das características do dispositivo fotovoltaico. Normalmente o valor de  $k_v$  está entre 71% e 76% [136, 137]. O valor correto da constante  $k_v$  deve ser determinado empiricamente, o que torna este método de MPPT pouco geral.

Uma vez determinado o valor de  $k_v$  para o sistema em questão, o valor de  $V_{oc}$  pode ser obtido periodicamente pelo desligamento do conversor eletrônico, permitindo o ajuste do novo ponto de operação do dispositivo fotovoltaico.

Além da dificuldade para obter o valor de  $k_v$ , este método é pouco atraente devido à perda de energia causada pelo desligamento repetido do conversor com a finalidade de mensurar  $V_{oc}$ . Além disso, no intervalo de tempo entre duas medidas consecutivas de  $V_{oc}$ , o sistema pode operar fora do ponto de máxima potência, ocasionando ainda maior perda de energia. Na presença de sombreamento parcial dos módulos o valor de  $k_v$  deixa de ser válido [142], o que praticamente inutiliza este método de MPPT nesta situação.

### 5.2.3 Fração da corrente de curto-circuito

No lugar de considerar que o ponto ótimo do painel ou conjunto fotovoltaico é uma fração da tensão, pode-se tentar estabelecer um ponto ótimo em função da corrente de curto circuito. O método da corrente de curto-circuito é considerado mais eficiente do que aquele baseado na tensão, pois a relação

$$I_{mp} = I_{sc} k_i \quad (5.2)$$

entre corrente de máxima potência e corrente de curto-circuito é aproximadamente linear, o que não ocorre com a relação entre as tensões  $V_{mp}$  e  $V_{oc}$ , embora normalmente a relação seja considerada linear [143, 144]. Entretanto, mesmo com a suposta vantagem deste método sobre o apresentado anteriormente, o valor de  $k_i$  não é constante e pode variar em função das condições de operação do dispositivo fotovoltaico, sobretudo na presença de sombras parciais. Além disso, é pouco desejável

utilizar um método de MPPT que requer o controle da corrente do dispositivo fotovoltaico, pois, como foi visto no Capítulo 4, o controle de tensão é preferível ao controle de corrente.

#### 5.2.4 Condutância incremental

A técnica da condutância incremental é frequentemente apontada como a melhor dentro da classe de técnicas baseadas no princípio da perturbação e observação. Além da facilidade de implementação, apresenta bom desempenho em regime permanente e rápida resposta a mudanças de irradiação solar [42]. Entretanto, esta técnica padece das mesmas dificuldades existentes nas demais quando as condições de iluminação são irregulares e os dispositivos fotovoltaicos estão sujeitos ao sombreamento parcial.

No método da condutância incremental a derivada (condutância) da curva  $P \times V$  do dispositivo fotovoltaico é usada na tomada de decisões do algoritmo [136, 137]. Isto permite melhorar o erro de regime do MPPT, pois neste método o ponto de operação sofre menos perturbações do que no método de P&O.

O princípio do método está no cálculo da derivada da curva de potência, que deve ser zero no ponto de máxima potência:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (5.3)$$

A equação (5.3) pode ser escrita como:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \approx I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 \quad (5.4)$$

Portanto, a partir do cálculo de  $\Delta I$  e  $\Delta V$ , e usando os valores de  $I$  e  $V$  atuais, as seguintes relações podem ser empregadas para a tomada de decisões do algoritmo, fazendo a comparação entre a condutância instantânea  $I/V$  e a condutância incremental  $\Delta I/\Delta V$  [137]:

- $\Delta I/\Delta V = -I/V$  : o ponto de operação encontra-se exatamente no MPP.
- $\Delta I/\Delta V > -I/V$  : o ponto de operação encontra-se à esquerda do MPP.

- $\Delta I/\Delta V < -I/V$  : o ponto de operação encontra-se à direita do MPP.

Com base nos resultados das comparações acima, toma-se a decisão de incrementar ou decrementar o valor da tensão do dispositivo fotovoltaico. A Fig. 5.2 ilustra o algoritmo de MPPT empregando o método da condutância incremental.

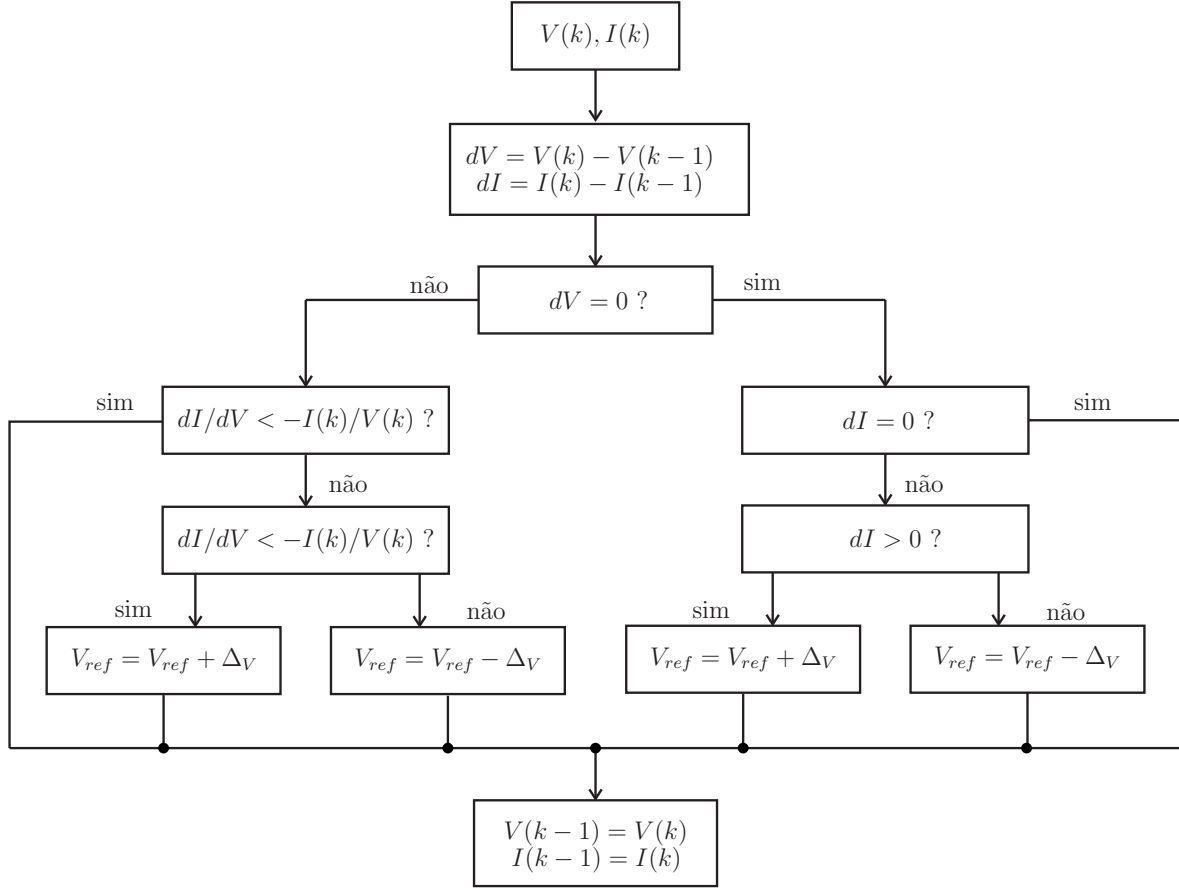


Figura 5.2: Algoritmo da condutância incremental.

### 5.2.5 Métodos alternativos

Inúmeros métodos de MPPT têm sido relatados na literatura, alguns envolvendo técnicas avançadas de inteligência artificial [145] ou ferramentas matemáticas sofisticadas [146,147]. Muitos deles possuem uma natureza pouco geral, pois exigem ajustes específicos para um determinado tipo de dispositivo fotovoltaico ou requerem, por exemplo, sensores de temperatura e sensores

de iluminação instalados nos diversos painéis de um conjunto. Muitos desses métodos, além de aplicação muito restrita, são pouco práticos devido à sua complexidade quando comparados aos métodos convencionais já consolidados e empregados em conversores fotovoltaicos comerciais. Uma proposta interessante é a técnica analógica baseada na correlação da ondulação (*ripple correlation*) do chaveamento do conversor [148, 149], considerada uma técnica rápida e apontada como alternativa para os métodos tradicionais, especialmente em sistemas fotovoltaicos de baixo custo baseados em eletrônica analógica. Embora o MPPT com correlação da ondulação seja uma técnica fundamentalmente analógica, existem propostas para a implementação digital [150, 151], o que torna possível utilizar esta técnica em sistemas fotovoltaicos baseados em conversores microprocessados.

### 5.3 Comparação entre os métodos de MPPT

A seguir é apresentada uma breve comparação entre os dois algoritmos de MPPT apresentados anteriormente. Os resultados são obtidos através de simulações com um modelo fotovoltaico implementado com Matlab/Simulink. Os algoritmos de MPPT foram programados em linguagem C usando o bloco *S-Function Builder* do Simulink. Os códigos-fonte dos algoritmos encontram-se no Apêndice B. O objetivo é testar e comparar o comportamento puro dos algoritmos, sem a influência de fatores que possam influenciar o seu desempenho. Desta forma, assume-se que o controle da tensão (e conseqüentemente da corrente) do dispositivo fotovoltaico é instantâneo.

A Fig. 5.3 ilustra o modelo de simulação empregado. O dispositivo fotovoltaico é regulado por uma fonte de tensão controlada, o que permite testar os algoritmos sem a influência da dinâmica dos conversores eletrônicos.

As Figs. 5.4 mostra resultados de simulações nas quais o dispositivo fotovoltaico é submetido a variações de irradiação e temperatura. As simulações têm início nas condições padronizadas  $T = 25^{\circ}\text{C}$  e  $G = 1000\text{ W/m}^2$ . Em  $t = 0,25\text{ s}$  e  $t = 0,5\text{ s}$  ocorrem variações de  $-900\text{ W/m}^2$  e  $+900\text{ W/m}^2$ , respectivamente. Em  $t = 0,75\text{ s}$  e  $t = 1\text{ s}$  ocorrem variações de  $-30^{\circ}\text{C}$  e  $+30^{\circ}\text{C}$ . Praticamente não se notam diferenças nos resultados, exceto pela tendência do algoritmo de



condutância incremental a produzir ondulações menores, como se observa na Fig. 5.4 quando a tensão de operação é próxima de 120 V. A Fig. 5.5 mostra a potência do dispositivo fotovoltaico com o algoritmo de condutância incremental.

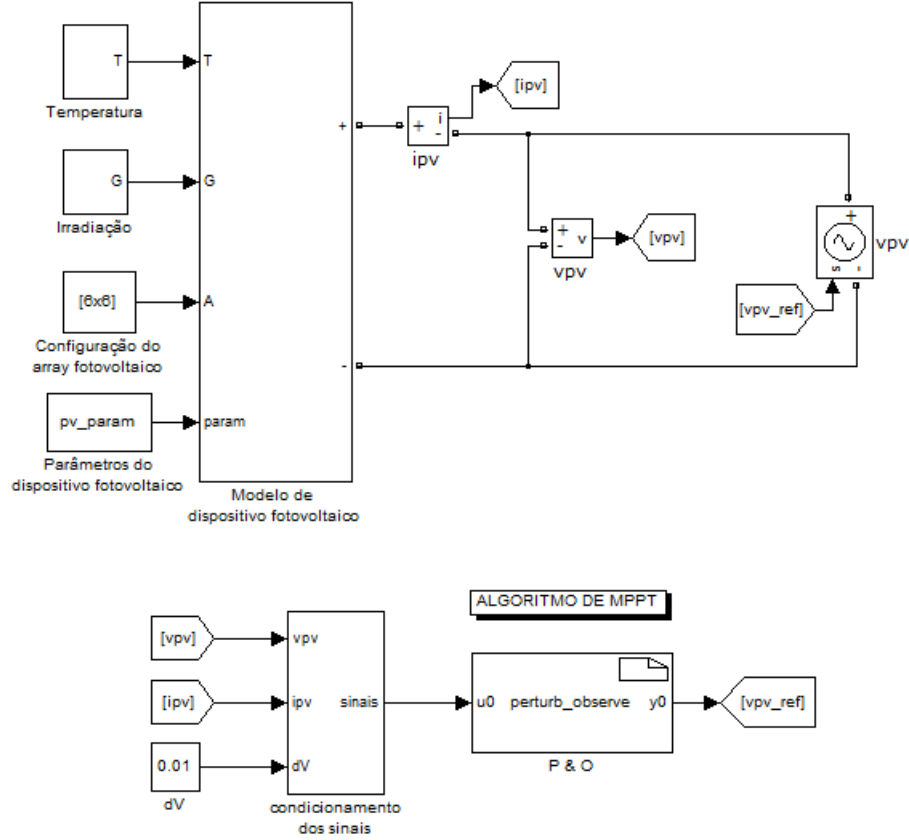


Figura 5.3: Simulação de um dispositivo fotovoltaico com algoritmo de MPPT.

## 5.4 Considerações sobre o desempenho dos métodos de MPPT com o emprego de um conversor eletrônico

Na seção anterior foi visto que os métodos baseados no princípio da perturbação e observação, sendo o da condutância incremental o mais sofisticado, apresentam desempenhos muito semelhantes. A seguir é apresentado um estudo sobre o desempenho do sistema de MPPT sob a influência da dinâmica do conversor eletrônico. O objetivo é avaliar as diferenças entre o comportamento

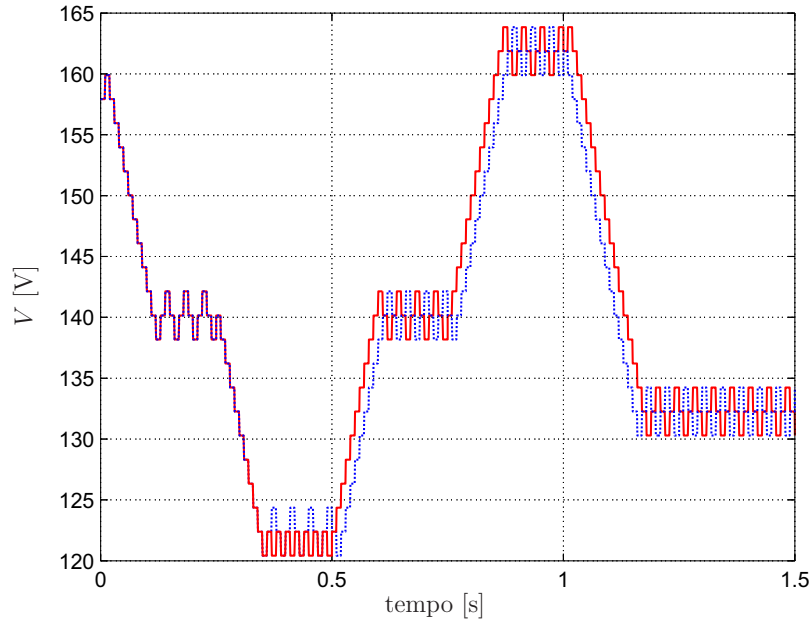


Figura 5.4: Tensões fotovoltaicas durante a busca pelo ponto de máxima potência com os métodos da perturbação e observação (linha pontilhada azul) e da condutância incremental (linha cheia vermelha).

do MPPT na ausência e na presença de um controle para a regulação da tensão de entrada do conversor [121]. Foi utilizado no estudo o método simples de P&O, que é avaliado sob duas condições diferentes: com e sem a regulação da tensão do conversor em malha fechada.

Conversores com a função de rastreamento da máxima potência usam um algoritmo de MPPT para detectar continuamente a máxima potência instantânea do dispositivo fotovoltaico. Devido às mudanças nas condições de operação do dispositivo é necessário ter a função de MPPT para maximizar a potência obtida do sistema.

Diversos algoritmos e métodos de MPPT foram propostos na literatura, muitos empregando melhoramentos teóricos e técnicas avançadas de inteligência artificial com o objetivo de otimizar o desempenho do rastreamento da máxima potência. Entretanto, deve-se atentar para o fato de que mesmo os algoritmos mais simples podem oferecer resultados satisfatórios, ao menos para as aplicações em que são usados, quando o funcionamento do MPPT é analisado com a óptica do conversor, respeitando seu tempo de restabelecimento quando sofre variações nos sinais de controle. Em [136] foi feita uma análise de alguns métodos básicos de MPPT. O método mais

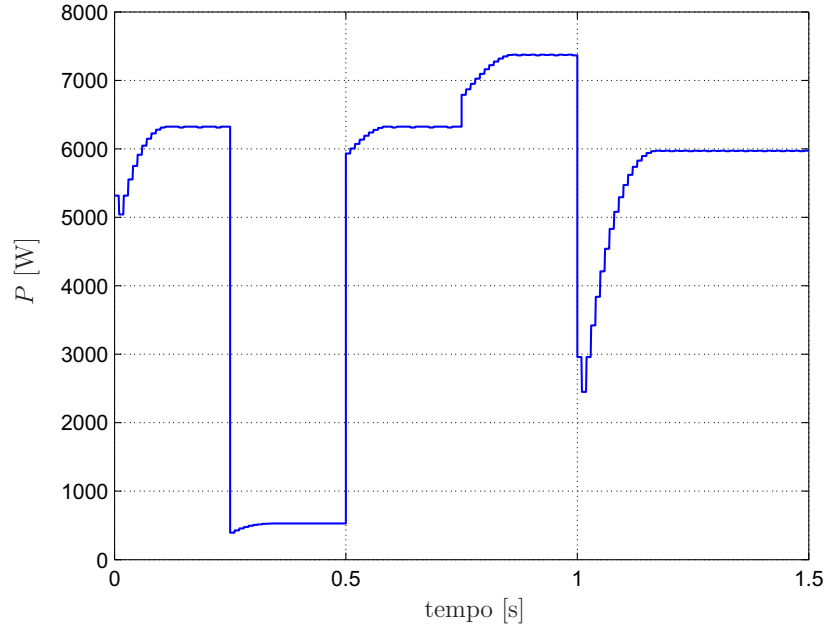


Figura 5.5: Potência fotovoltaica durante a busca pelo ponto de máxima potência.

simples analisado em [136] é o da perturbação e observação (P&O) apresentado anteriormente. Este método é estudado também em trabalhos como [117–119, 138–141, 152].

A Fig. 5.6 mostra um dispositivo fotovoltaico alimentando um conversor CC-CC com saída constante. A tensão de entrada do conversor CC-CC é variável e permite regular o ponto de operação do dispositivo. O bloco de MPPT monitora a potência nos terminais do dispositivo e controla o conversor CC-CC, forçando-o a operar no ponto de máxima potência.

Dependendo da topologia do conversor pode-se realizar o controle da tensão ou da corrente (e indiretamente da tensão) de entrada. A Fig. 5.7 mostra um conversor *buck* com a tensão de entrada controlada [119, 152]. Neste caso o controle da tensão é preferível pois a corrente de entrada do conversor é descontínua e o capacitor é usado para filtrar a corrente CA e estabilizar a tensão de entrada. Outra alternativa é controlar a corrente de saída do conversor *buck* e observar a potência na saída do conversor e não na saída do dispositivo fotovoltaico, fazendo a maximização do rendimento do sistema composto pelo dispositivo e pelo conversor. Se um conversor *boost* for empregado, como mostrado na Fig. 5.8, a corrente do indutor do conversor e a corrente de saída do dispositivo fotovoltaico são a mesma, portanto o algoritmo de MPPT pode atuar diretamente sobre

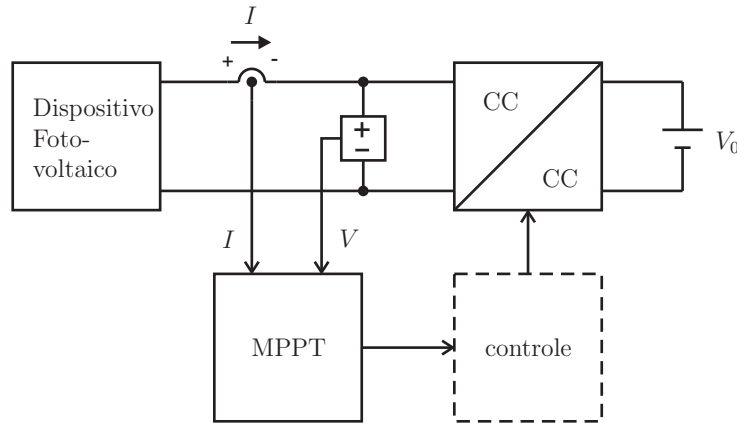


Figura 5.6: Conversor CC-CC com saída constante e entrada variável alimentado por um dispositivo fotovoltaico.

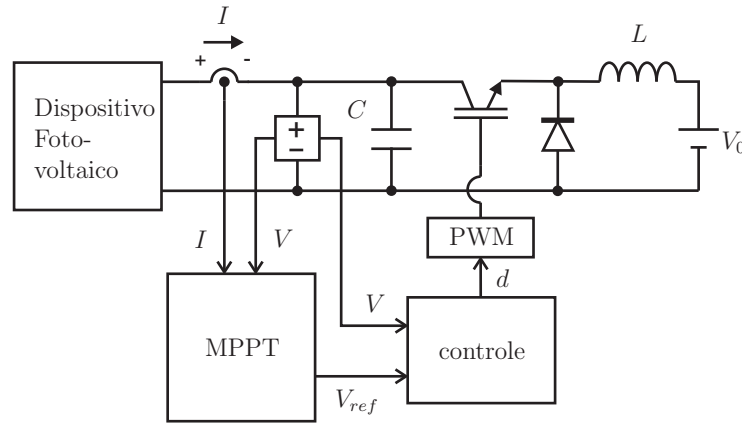


Figura 5.7: Sistema fotovoltaico com conversor *buck*. O bloco de MPPT determina a referência da tensão de entrada do conversor. O controlador de tensão regula o ciclo de trabalho do conversor. O capacitor filtra o componente CA da corrente descontínua de entrada do conversor.

a corrente e usá-la como variável de controle do conversor, como foi feito em [117, 118, 153], apesar da vantagem comentada no capítulo anterior do controle da tensão do dispositivo fotovoltaico sobre o controle da corrente.

Muitas configurações e esquemas de controle são possíveis e todos apresentam aspectos positivos e negativos. Se o algoritmo de MPPT observar a saída do conversor, a potência global do sistema é maximizada (incluindo o dispositivo fotovoltaico e o conversor) e a saída do sistema é otimizada [136]. Se o algoritmo de MPPT observar a saída do dispositivo fotovoltaico, somente a potência do dispositivo é otimizada e a eficiência do conversor é desprezada. Devido ao fato de

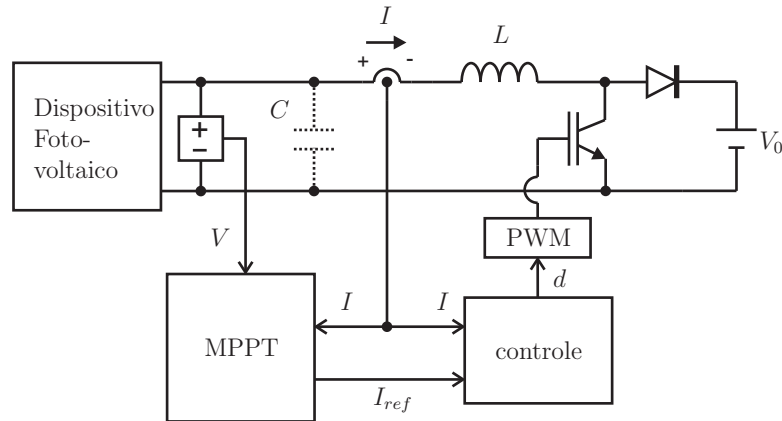


Figura 5.8: Sistema fotovoltaico com conversor *boost*. O bloco de MPPT determina a referência da corrente de entrada do conversor. O controlador de tensão regula o ciclo de trabalho do conversor. O capacitor filtra a ondulação da tensão da entrada.

os conversores empregados em aplicações fotovoltaicas possuírem elevado rendimento, na prática não existe diferença significativa entre as duas estratégias possíveis.

O método de P&O é frequentemente associado a uma lenta resposta dinâmica e a um erro de regime [136]. De fato, a resposta dinâmica é lenta quando o algoritmo trabalha com pequenos incrementos de tensão e taxa de amostragem baixa. Pequenos incrementos são necessários para reduzir o erro de regime porque o algoritmo de P&O sempre faz o ponto de operação oscilar em torno do MPP real, nunca permanecendo exatamente sobre o MPP. Quanto menor o incremento empregado, mais preciso torna-se o algoritmo e mais perto do MPP permanece o ponto de operação do dispositivo. Quanto maior o incremento, mais rápida é a resposta do algoritmo, porém com o prejuízo da precisão. Considerando que um pequeno incremento é necessário para obter precisão satisfatória, a velocidade do algoritmo pode ser aumentada com o aumento da taxa de amostragem. Portanto sempre existe um compromisso entre o valor dos incrementos (ou decrementos) de tensão (ou corrente, dependendo da variável de controle do conversor) empregados e a taxa de amostragem no algoritmo de P&O.

Em [117] encontra-se uma discussão sobre os efeitos do tamanho do incremento de tensão no desempenho do método de P&O. A conclusão é que pequenos incrementos tendem a tornar o sistema mais estável e mais preciso quando as condições de operação do dispositivo fotovoltaico mudam. Por outro lado, grandes incrementos tendem a confundir o algoritmo pois a resposta

do conversor a grandes variações de tensão e corrente pode causar oscilações e sobrelevações que deterioram sobremaneira o desempenho do MPPT. A análise teórica realizada em [117], embora confirme as observações que intuitivamente podem ser feitas sobre o desempenho do algoritmo de P&O, realiza-se com base no controle direto do ciclo de trabalho do conversor CC-CC. Este tipo de controle, que na realidade é o controle em malha aberta do conversor, é empregado em um grande número de trabalhos encontrados na literatura sobre sistemas fotovoltaicos. Entretanto, este tipo de controle não é recomendado porque o conversor fica desnecessariamente sujeito a estresse nas chaves e aumento das perdas de chaveamento [120]. Um controlador de malha fechada é recomendável para fazer a regulação da tensão de entrada do conversor, com benefícios para o funcionamento do próprio conversor e com influência positiva no desempenho do algoritmo de MPPT. Com efeito, há diminuição das oscilações de tensão e corrente e redução do tempo de estabelecimento do conversor. Isto facilita o funcionamento do MPPT, permitindo taxas de amostragem reduzidas e eventualmente passos (incrementos ou decrementos) de tensão ou corrente maiores, possibilitando rápida resposta na atuação da estratégia de MPPT.

Uma importante observação sobre a otimização do desempenho do algoritmo de MPPT realizada em [118] é a análise do efeito da taxa de amostragem do algoritmo. Sugere-se em [118] que a taxa de amostragem do algoritmo de P&O deve ser escolhida com o conhecimento do comportamento dinâmico do conversor, respeitando seu tempo de estabelecimento, o que confirma a necessidade de realizar o controle de malha fechada do conversor em aplicações que empregam MPPT. A análise de [118], entretanto, realiza-se com o controle direto do ciclo de trabalho.

De acordo com as observações feitas nos parágrafos anteriores, não se deve esperar que o algoritmo de MPPT realize o controle do conversor através da modificação do seu ciclo de trabalho. Neste tipo de controle não existe realimentação das variáveis controladas (frequentemente a tensão, mas possivelmente também a corrente). O algoritmo de MPPT possui apenas informação sobre a potência instantânea e o controle do conversor é na prática realizado em malha aberta. Diferentemente desta abordagem que é muito frequentemente encontrada na literatura, é recomendável que o MPPT forneça apenas a referência de tensão e um controlador de tensão com realimentação ocupe-se de controlar o conversor. Em [152] os autores analisaram o algoritmo de

P&O com o esquema de controle da Fig. 5.7, empregando um compensador PI para o controle da tensão de entrada. Posteriormente os autores de [119] analisaram um método de P&O similar, retirando o compensador PI e anunciando esta simplificação como uma melhoria.

O conflito entre as propostas de [119] e [152], considerando as conclusões baseadas nas análises feitas em [117, 118], requerem uma comparação do desempenho do método de P&O nas duas condições mencionadas. A análise que segue é feita com base no sistema da Fig. 5.7, onde o compensador PI é corretamente projetado com base no conhecimento do comportamento dinâmico do conversor em conjunto com o dispositivo fotovoltaico. Este conhecimento é proporcionado por um modelo linearizado do dispositivo, como estudado no capítulo anterior, e do conversor *buck* considerando que a tensão é a variável de entrada a ser controlada.

A seguir são apresentados resultados de simulações do conversor da Fig. 5.7 (com e sem controle) associado a um algoritmo de MPPT, com objetivo de observar a influência da regulação de tensão proporcionada pelo controle sobre o funcionamento do MPPT. O algoritmo de P&O é empregado e o compensador PI foi projetado para que o conversor tenha a resposta de malha fechada apresentada na Fig. 5.9.

Os resultados das simulações são mostrados nas Figs. 5.10-5.21. As simulações foram realizadas em diferentes condições que permitem fazer comparações e observar os efeitos dos parâmetros do algoritmo de P&O e da regulação de tensão com compensador PI. Em todas as simulações o sistema inicialmente opera com as condições padronizadas ( $G = 1000 \text{ W/m}^2$  e  $T = 25^\circ\text{C}$ ), depois em  $t = 0,4 \text{ s}$  a irradiação é subitamente reduzida para  $G = 500 \text{ W/m}^2$  e em  $t = 0,8 \text{ s}$  a temperatura é elevada para  $T = 75^\circ\text{C}$ .

As Figs. 5.10-5.14 mostram os resultados das simulações empregando a regulação de tensão com compensador PI. Neste sistema a tensão de entrada do conversor segue a referência imposta pelo algoritmo de MPPT. Estas figuras mostram que o sistema comporta-se bem e rastreia corretamente a tensão de máxima potência de acordo com as diferentes condições de operação impostas ao dispositivo fotovoltaico. As simulações empregam passo de tensão fixo e mostram que a velocidade de resposta do algoritmo de MPPT depende da taxa de amostragem ( $T_s$ ). Como se vê nos resultados, a velocidade do sistema é limitada pela amostragem do algoritmo de P&O

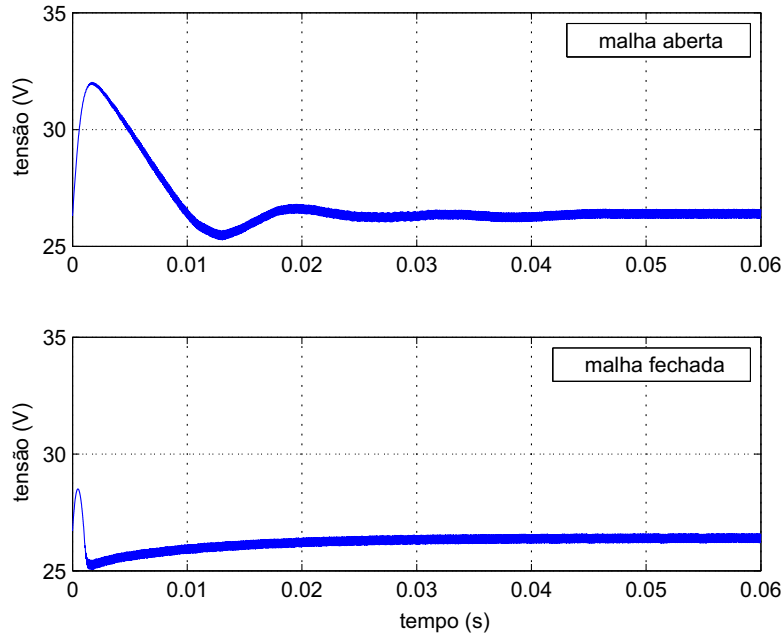


Figura 5.9: Respostas ao degrau do conversor em malha aberta (acima) e em malha fechada (abaixo).

e não é influenciada pelas características dinâmicas do conversor, já que a resposta do conversor é suficientemente rápida e o tempo de estabelecimento é inferior ao período de amostragem do MPPT.

As Figs. 5.16-5.20 mostram resultados de simulações sem a regulação da tensão do conversor. O algoritmo de MPPT atua diretamente sobre o ciclo de trabalho do conversor. Como era esperado, o comportamento do algoritmo de P&O é fortemente influenciado pela dinâmica do conversor. Com frequência de amostragem baixa no MPPT obtém-se um comportamento relativamente satisfatório. Nas Figs. 5.16-5.17 nota-se que a tensão de entrada do conversor apresenta mais ondulação e a referência de tensão produzida pelo algoritmo de P&O tem um comportamento irregular. Nas Figs. 5.19-5.20 nota-se que o algoritmo de P&O é confundido e perde-se quando a taxa de amostragem é aumentada, tornando muito ruim o desempenho do sistema. Vê-se claramente que, para passos de tensão e taxas de amostragem idênticas, obtêm-se respostas muito diferentes nos casos com e sem regulação de malha fechada da tensão de entrada do conversor.



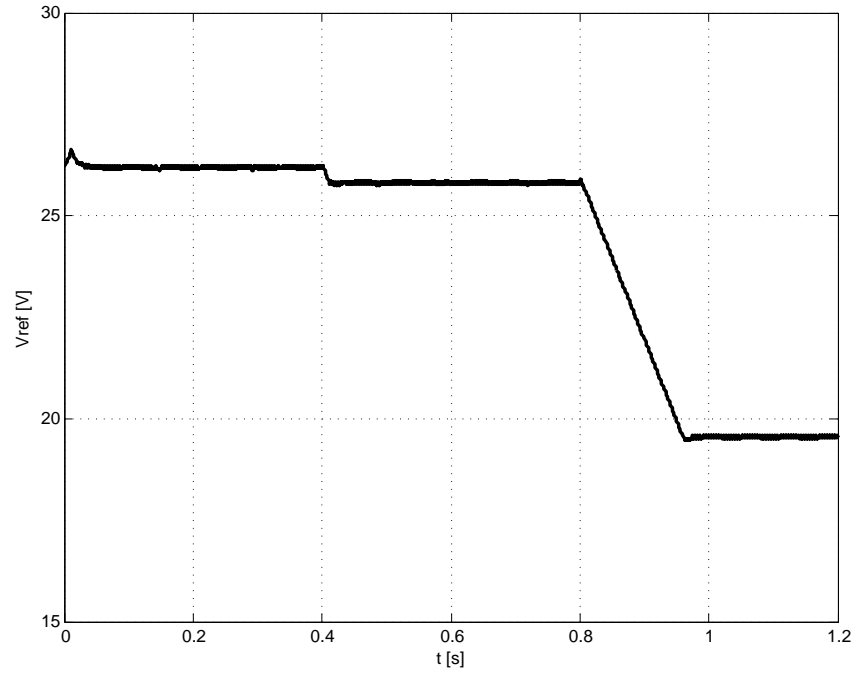


Figura 5.10: Referência de tensão ( $V_{ref}$ ) do algoritmo de MPPT usando compensador PI ( $T_s = 1 \text{ ms}$ ,  $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ).

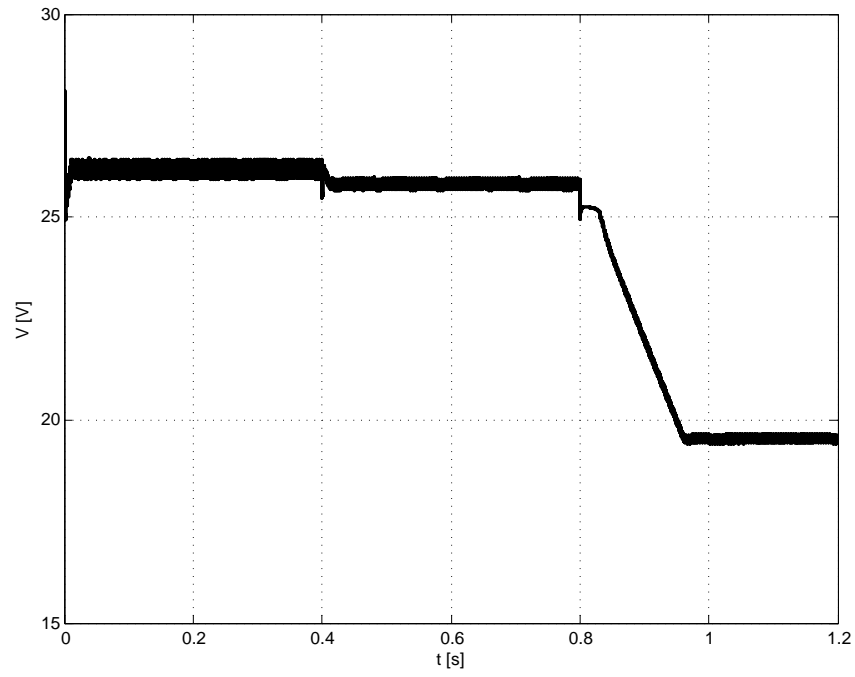


Figura 5.11: Tensão de entrada do conversor ( $V$ ) usando compensador PI ( $T_s = 1 \text{ ms}$ ,  $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ).

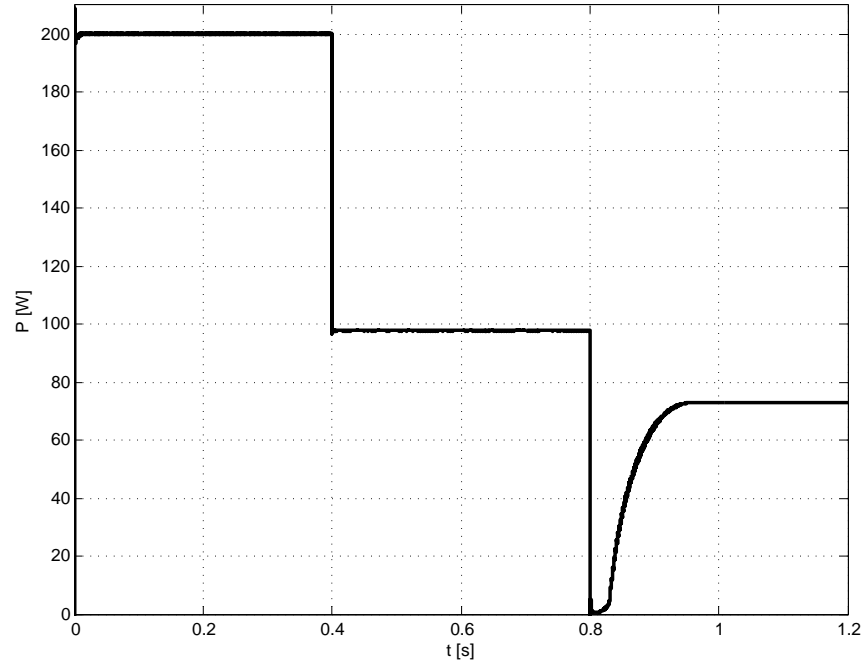


Figura 5.12: Potência de saída do dispositivo fotovoltaico ( $P$ ) usando compensador PI ( $T_s = 1 \text{ ms}$ ,  $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ).

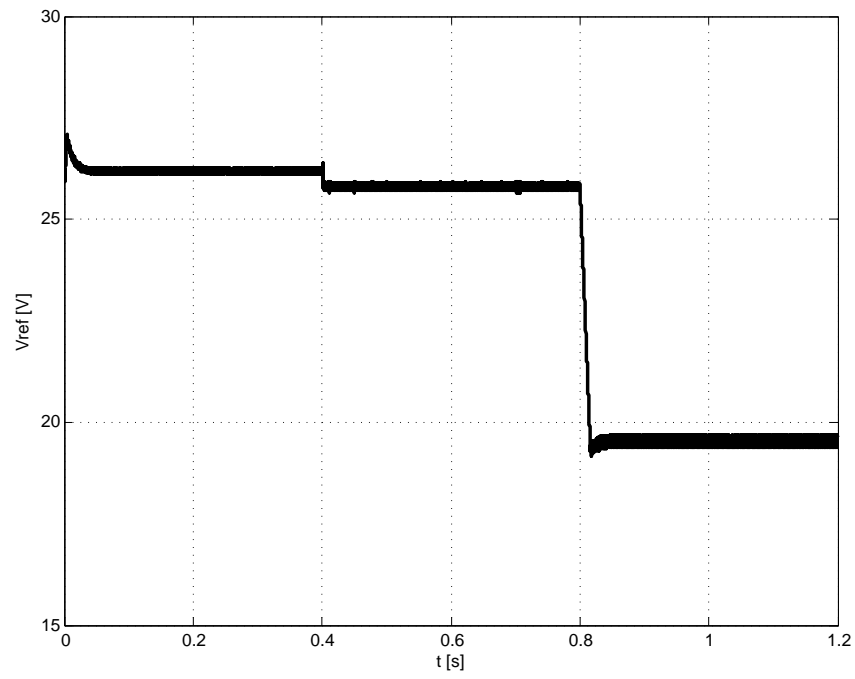


Figura 5.13: Referência de tensão ( $V_{ref}$ ) do algoritmo de MPPT usando compensador PI ( $T_s = 0.1 \text{ ms}$ ,  $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ).

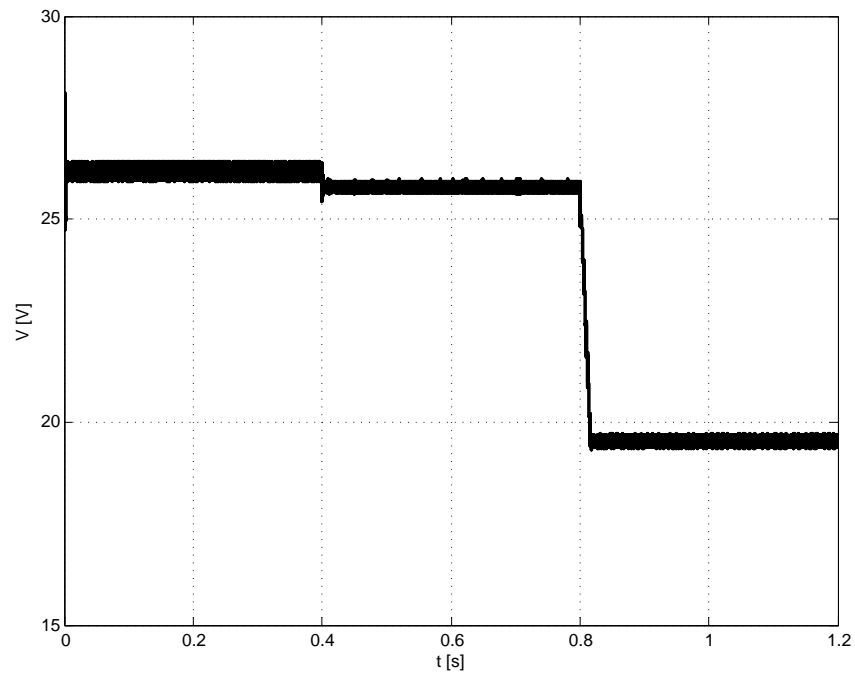


Figura 5.14: Tensão de entrada ( $V$ ) do conversor usando compensador PI ( $T_s = 0.1 \text{ ms}$ ,  $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ).

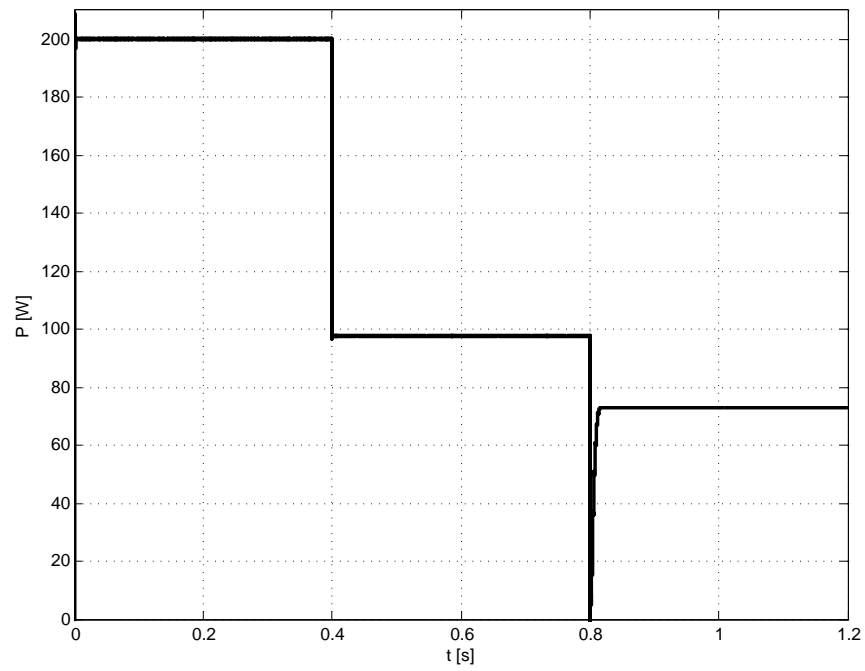


Figura 5.15: Potência de saída do dispositivo fotovoltaico ( $P$ ) usando compensador PI ( $T_s = 0.1 \text{ ms}$ ,  $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ).

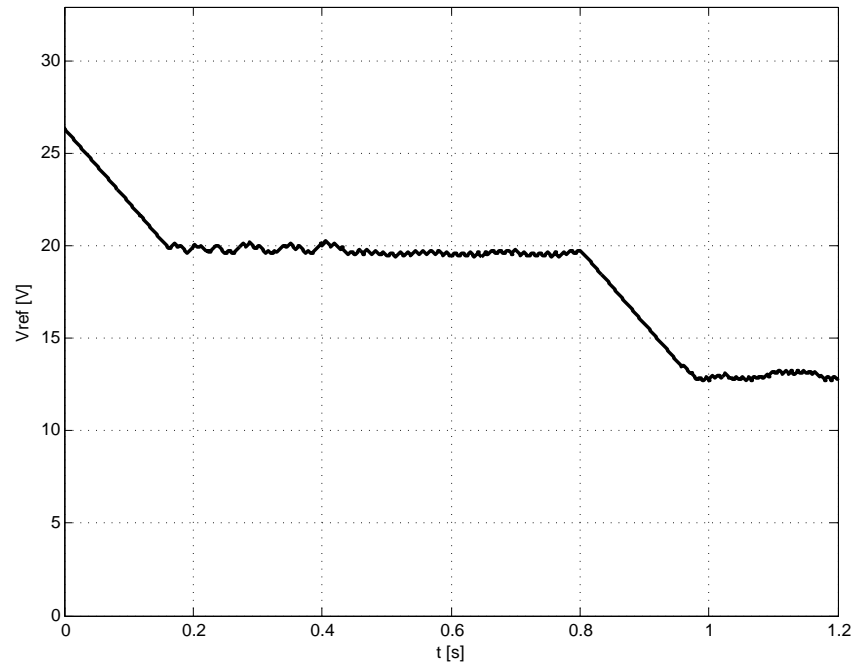


Figura 5.16: Referência de tensão ( $V_{ref}$ ) do algoritmo de MPPT sem compensador PI ( $T_s = 1 \text{ ms}$ ,  $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ).

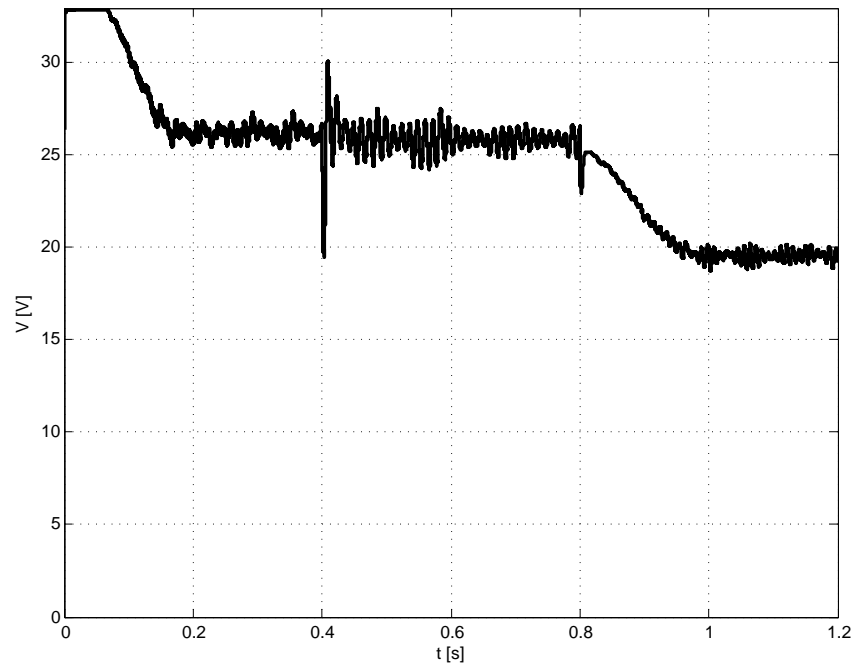


Figura 5.17: Tensão de entrada ( $V$ ) do conversor sem compensador PI ( $T_s = 1 \text{ ms}$ ,  $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ).

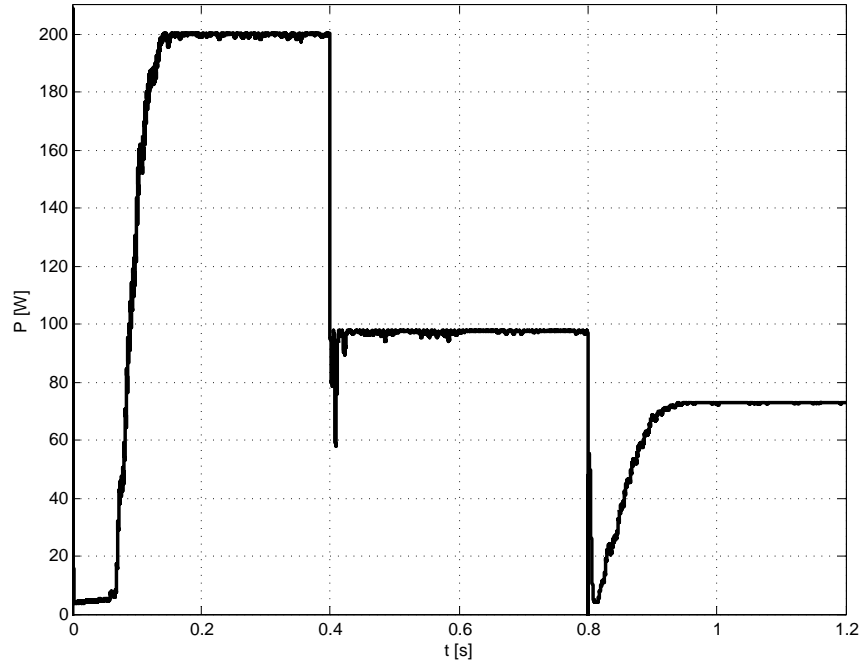


Figura 5.18: Potência de saída do dispositivo fotovoltaico ( $P$ ) sem compensador PI ( $T_s = 1 \text{ ms}$ ,  $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ).

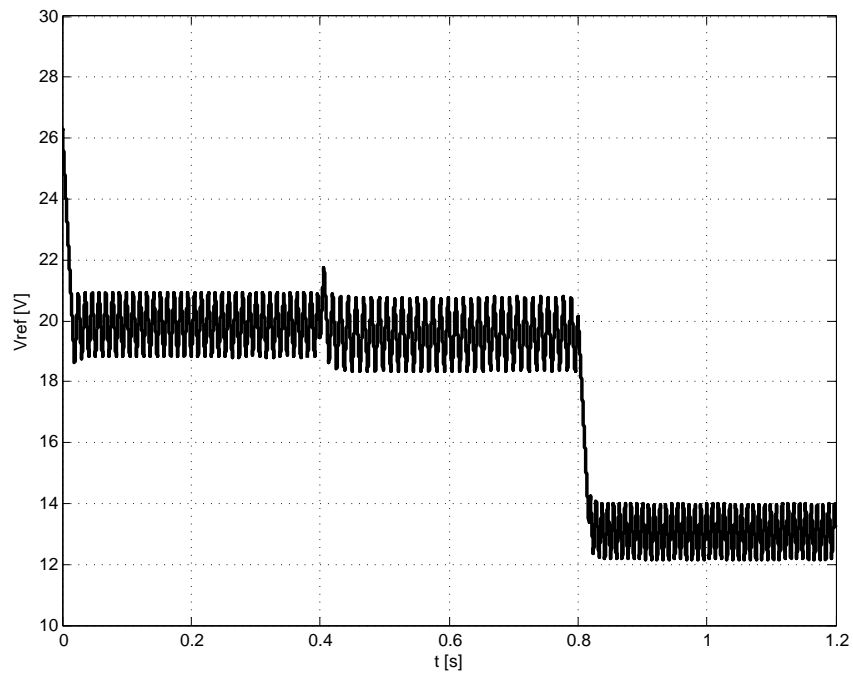


Figura 5.19: Referência de tensão ( $V_{ref}$ ) do algoritmo de MPPT sem compensador PI ( $T_s = 0.1 \text{ ms}$ ,  $\Delta_V = 5 \text{ mV}$ ).

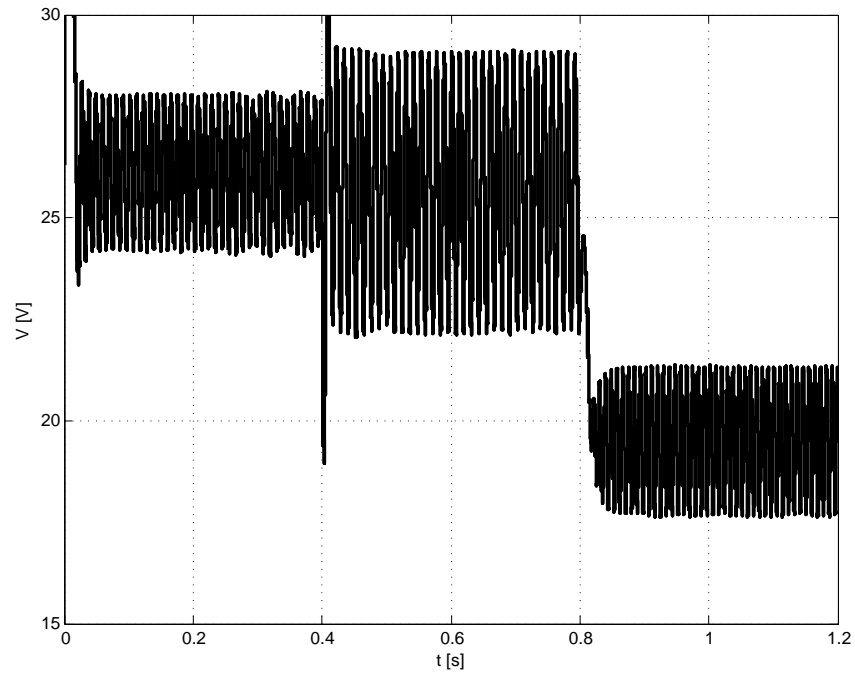


Figura 5.20: Tensão de entrada ( $V$ ) do conversor sem compensador PI ( $T_s = 0.1$  ms,  $\Delta_V = 5$  mV).

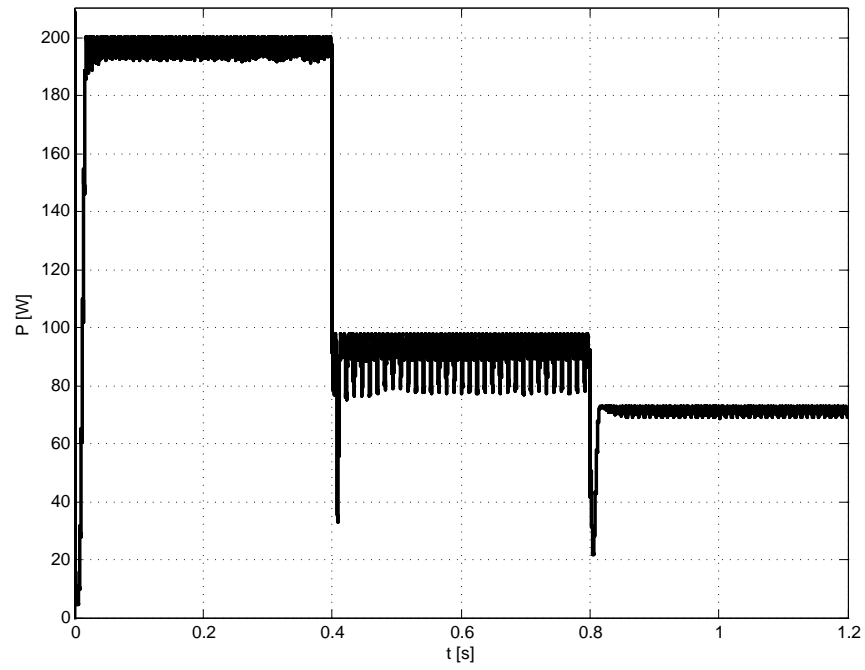


Figura 5.21: Potência de saída do dispositivo fotovoltaico ( $P$ ) sem compensador PI ( $T_s = 0.1$  ms,  $\Delta_V = 5$  mV).

## 5.5 Métodos de rastreamento para condições irregulares de operação

Nos arranjos fotovoltaicos com painéis associados em série é comum a utilização de diodos de passagem (*bypass*) em paralelo com cada um dos módulos, como foi visto na Seção 3.2.3. A colocação de diodos paralelos em cada painel tende a aumentar a produção de energia do conjunto, porém causa irregularidades na curva  $I \times V$  do conjunto [33, 109, 154], dando origem a diversos máximos locais na curva  $P \times V$ , como mostram as Figs. 5.22 e 5.23, onde após  $t = 1$  s observam-se dois máximos na curva de potência.

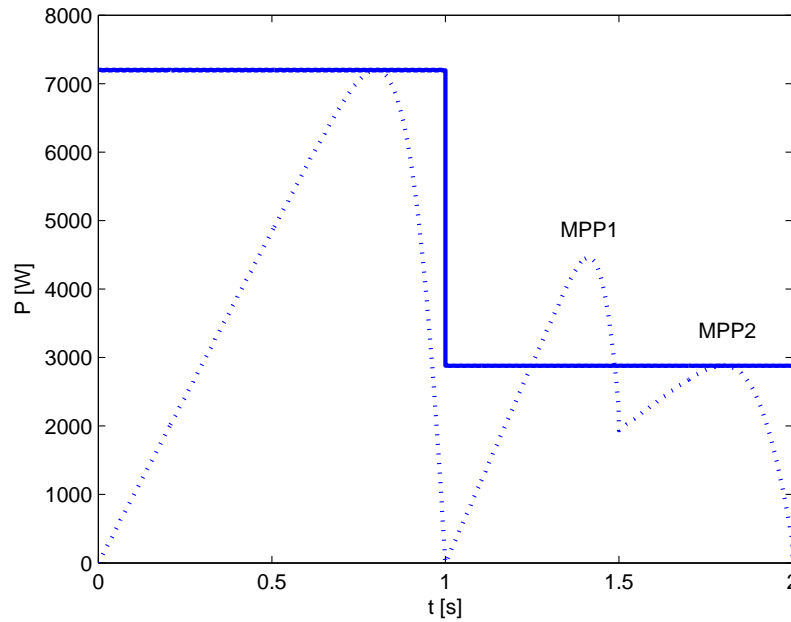


Figura 5.22: Curva  $P \times V$  desenvolvida por um conjunto fotovoltaico (linha tracejada) e potência rastreada por um algoritmo de MPPT convencional (linha cheia). Após  $t = 1$  s o conjunto é submetido a sombreamento parcial e o algoritmo não é capaz de rastrear o máximo de potência absoluto MPP1.

Embora a curva  $P \times V$  de um arranjo fotovoltaico em condições irregulares possua um máximo absoluto, a presença de máximos locais torna ineficientes os métodos tradicionais de rastreamento estudados na seção anterior, pois são incapazes de distinguir um máximo local de um absoluto. O

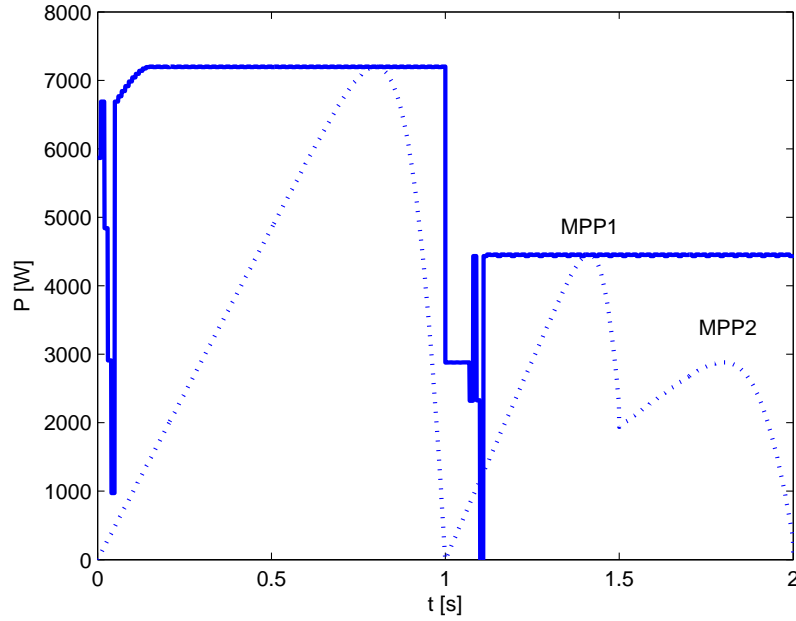


Figura 5.23: Curva  $P \times V$  desenvolvida por um conjunto fotovoltaico (linha tracejada) e potência rastreada por um algoritmo de MPPT com varredura periódica (linha cheia). Após  $t = 1$  s o conjunto é submetido a sombreamento parcial e o algoritmo identifica o máximo de potência MPP1.

problema dos máximos locais é mais crítico em sistemas fotovoltaicos móveis e portáteis [155] do que nos sistemas conectados à rede devido à necessidade de maximizar rapidamente a potência para garantir a alimentação da carga sob variações bruscas de iluminação. As variações de irradiação solar e a ocorrência de sombreamento também geram problemas nos sistemas conectados à rede, porém a dinâmica da busca do máximo absoluto nessas aplicações não precisa ser excepcionalmente rápida.

Diversos métodos melhorados de rastreamento, capazes de superar o problema causado pelos máximos locais, são encontrados na literatura. Normalmente esses métodos melhorados correspondem aos métodos tradicionais acrescidos de artifícios utilizados na busca do máximo absoluto da curva  $P \times V$ . Invariavelmente esses métodos fazem a varredura da curva  $I \times V$ , analisando-a desde 0 V até  $V_{oc}$ , ou extraem da curva apenas os valores instantâneos de  $I_{sc}$  e  $V_{oc}$ . Para isso é necessário deslocar o ponto de operação do dispositivo ao longo de toda a curva  $I \times V$  ou interromper seu funcionamento, desconectando-o ou colocando-o em curto-circuito.



Em [156] foi proposto um método baseado na reta de carga correspondente à resistência  $R_{pv} = V_{oc}/I_{sc}$ . O método procura o cruzamento da reta com a curva  $P \times V$ . Em seguida procura o ponto de máxima potência absoluta nas vizinhanças desse cruzamento. Alguns cuidados adicionais são necessários para evitar que um máximo local seja encontrado nessas vizinhanças. Para isso o algoritmo do método analisa todos os máximos locais encontrados durante a busca do ponto de cruzamento e depois os elimina, indo diretamente ao máximo absoluto.

Em [157] foi proposto um algoritmo que realiza a varredura da curva  $P \times V$  em busca de informações sobre cada um dos máximos locais. O algoritmo calcula dois coeficientes, nomeadamente  $a_i$  e  $K_k$ , para cada máximo local presente na curva. Com esses coeficientes conhecidos para todos os máximos realiza-se a busca do máximo absoluto com o algoritmo que é detalhado no artigo. Este método é pouco prático pois precisa ser reconfigurado de acordo com o número de máximos existentes na curva. Esta informação, que depende da configuração do arranjo fotovoltaico, deve ser previamente conhecida e afeta a estrutura do algoritmo de rastreamento.

Em [158] os autores propõem um método dois estágios que verifica periodicamente a existência de máximos locais na curva  $P \times V$ . O primeiro estágio proposto pelos autores é o método convencional de perturbação e observação, sendo que o segundo estágio é responsável por identificar a região onde se encontra o máximo absoluto. O método em nada se diferencia dos demais com relação à necessidade realizar a varredura de tensão em busca do máximo absoluto de potência.

O método da fração da corrente de curto circuito pode ser utilizado em situações de operação irregular através da busca periódica da corrente  $I_{sc}$  do conjunto fotovoltaico [143, 144]. Embora não exija a varredura de toda a curva  $I \times V$  em busca do ponto ótimo, o método da fração da corrente  $I_{sc}$  exige que periodicamente a operação do sistema seja interrompida para que seja realizada a medida da corrente de curto-circuito, quando também é feita a atualização do valor de  $k$  através do método proposto em [144], fazendo o acionamento na região ativa de uma chave mosfet atrelada aos terminais do conjunto fotovoltaico. Além do inconveniente de utilizar uma chave usada especialmente para realizar o curto-circuito, o sistema deve ainda possuir um *hardware* adicional para controlar a chave na região ativa a fim de capturar o valor de  $k$  e, depois de identificado o valor do coeficiente, o conversor CC-CC deve ajustar a corrente no valor  $I_{mp}$  determinado a partir

de  $k$  e  $I_{sc}$ , o que requer que o controle do conversor seja feito em corrente e não em tensão – em alguns tipos de conversores isso vai exigir um sensor adicional de corrente no indutor, enquanto os conversores controlados em tensão exigem tão somente a realimentação da tensão nos terminais de entrada.

Um método muito simples, que pode basear-se em um dos algoritmos tradicionais baseados na estratégia de perturbação e observação, é produzir periodicamente uma varredura da tensão do dispositivo fotovoltaico desde 0 V até  $V_{oc}$ . Para otimizar o sistema, minimizando o tempo de interrupção do funcionamento normal do conversor e agilizando a busca do máximo absoluto, usa-se na varredura um passo de tensão maior do que o passo do funcionamento normal do algoritmo de MPPT. A Fig. 5.22 mostra um sistema utilizando o algoritmo de condutância incremental. Após  $t = 1$  s o dispositivo fotovoltaico fica sujeito ao sombreamento parcial e surgem dois máximos na curva de potência (MPP1 e MPP2). O algoritmo tradicional não consegue distinguir o máximo local do máximo absoluto, mas o algoritmo com varredura periódica da tensão é capaz de detectar mudanças na configuração fotovoltaica na presença de sobreamentos. Na Fig. 5.23 o algoritmo com varredura periódica indentifica corretamente o máximo absoluto MPP1. O algoritmo modificado com rastreamento é mostrado no Apêndice B.

## 5.6 Conclusões

Este capítulo apresentou um breve estudo sobre dois métodos de MPPT. A comparação mostrou que, quando seu comportamento puro é analisado, ou seja, quando se considera que o controle da tensão e da corrente fotovoltaicas é instantâneo, os resultados produzidos pelos algoritmos são muito semelhantes. Com base em simulações foi demonstrado que o controle direto do ciclo de trabalho pelo sistema de MPPT não produz bons resultados. Obtém-se resultado muito superior na estratégia de MPPT com a regulação em malha fechada da tensão do dispositivo fotovoltaico, deixando ao algoritmo de MPPT a tarefa de fornecer unicamente a referência de tensão. Por último, analisou-se um método simples de MPPT para sistemas fotovoltaicos sujeitos ao problema do sombreamento parcial, quando múltiplos máximos locais podem coexistir na

curva de potência do dispositivo, tornando difícil a tarefa de rastrear a máxima potência com os algoritmos convencionais.

# Capítulo 6

## Controle e sincronismo do conversor CC-CA trifásico conectado à rede

### 6.1 Introdução

Este capítulo aborda o controle das correntes de saída e da tensão de entrada do conversor CC-CA (ou inversor) trifásico conectado à rede. Primeiramente é feito o equacionamento das correntes do conversor. Em seguida são estudados alguns tipos de controladores estacionários e síncronos baseados em compensadores lineares. Na literatura encontram-se diversos tipos de controladores de correntes: com histerese, preditivos, não lineares e baseados em inteligência artificial (*fuzzy*, redes neurais) [159, 160, 160–163]. Os compensadores lineares foram escolhidos neste trabalho, em detrimento de outras técnicas de controle conhecidas devido à sua simplicidade e devido ao fato de funcionarem de forma satisfatória para o objetivo de sintetizar correntes senoidais no conversor conectado à rede. Em contraste com outros tipos de controladores encontrados na literatura, os controladores lineares têm ainda a vantagem de possuir dois estágios separados: o estágio da compensação do erro e o da modulação de tensão do conversor. Esta separação permite empregar estratégias bem conhecidas de modulação, que proporcionam frequência de chaveamento constante e espectro harmônico conhecido [164].

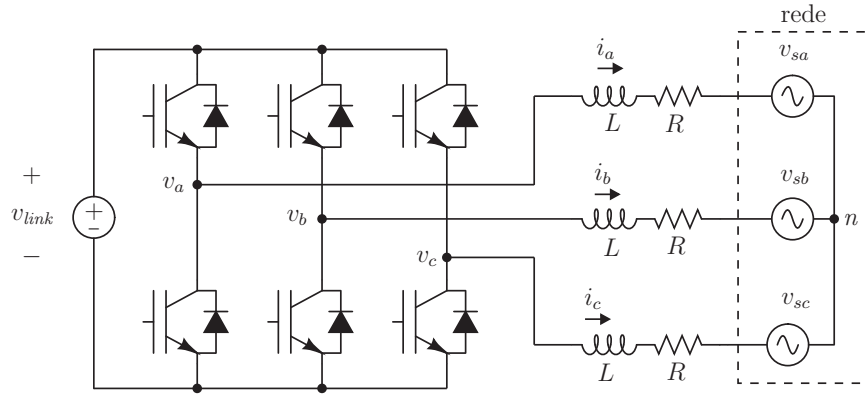


Figura 6.1: Conversor CC-CA trifásico conectado à rede com filtros indutivos.

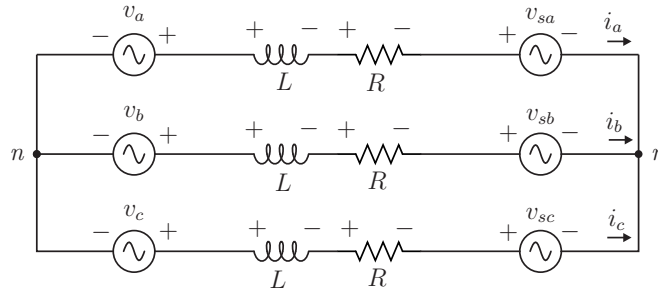


Figura 6.2: Circuito equivalente do conversor CC-CA trifásico conectado à rede.

## 6.2 Modelagem do conversor para o controle das correntes

### 6.2.1 Conversor em variáveis trifásicas estacionárias *abc*

A Fig. 6.1 apresenta o inversor CC-CA trifásico conectado à rede através de indutores de acoplamento. Esse conversor pode ser representado pelo circuito da Fig. 6.2, onde o inversor e a rede são substituídos por fontes de tensão equivalentes.

A ausência de conexão dos neutros do conversor e da fonte faz com que as tensões fase-neutro do inversor não sejam independentes. Desta forma, o circuito fica inevitavelmente sujeito a interações entre as fases [164]. Para simplificar a modelagem, sendo senoidais e equilibradas as tensões e correntes do sistema, ou seja, considerando a inexistência de tensões e correntes homopolares, pode-se considerar a existência de dois neutros virtuais equipotenciais, um do lado do conversor e um do lado da fonte. A conexão virtual nesses dois neutros permite obter equações por fase do circuito. Considerando que os indutores possuem resistência  $R$ , as seguintes equações de corrente

são obtidas, onde  $v_{a,b,c}$  são as tensões fase-neutro na saída do inversor e  $v_{sa,sb,sc}$  são as tensões fase-neutro da rede:

$$-v_a + Ri_a + L\frac{d}{dt}i_a + v_{sa} = 0 \quad (6.1a)$$

$$-v_b + Ri_b + L\frac{d}{dt}i_b + v_{sb} = 0 \quad (6.1b)$$

$$-v_c + Ri_c + L\frac{d}{dt}i_c + v_{sc} = 0 \quad (6.1c)$$

As equações (6.1) descrevem as relações entre as tensões e correntes instantâneas do circuito. Para a análise do circuito sob pequenas variações de sinais pode-se recorrer às seguintes expressões, que valem analogamente para as variáveis das fases  $b$  e  $c$ :

$$v_a = V_a + \hat{v}_a \quad (6.2a)$$

$$i_a = I_a + \hat{i}_a \quad (6.2b)$$

$$v_{sa} = V_{sa} + \hat{i}_{sa} \quad (6.2c)$$

Da mesma forma vista no Capítulo 4, onde foi feita a modelagem de um conversor CC-CC, as variáveis  $V_a$ ,  $I_a$  e  $V_{sa}$  representam valores de regime permanente no ponto de operação e as variáveis  $\hat{v}_a$ ,  $\hat{i}_a$  e  $\hat{v}_{sa}$  representam variações de pequenos sinais em torno do ponto de operação. Neste caso, entretanto, as variáveis de regime perdem o seu significado, pois as tensões e correntes variam continuamente no tempo e não existe um ponto de operação. De qualquer forma, inserindo as expressões (6.2) nas equações (6.1), e depois aplicando-se a transformada de Laplace, encontram-se as seguintes equações no domínio  $s$ :

$$-\hat{v}_a(s) + R\hat{i}_a(s) + sL\hat{i}_a(s) + \hat{v}_{sa}(s) = 0 \quad (6.3a)$$

$$-\hat{v}_b(s) + R\hat{i}_b(s) + sL\hat{i}_b(s) + \hat{v}_{sb}(s) = 0 \quad (6.3b)$$

$$-\hat{v}_c(s) + R\hat{i}_c(s) + sL\hat{i}_c(s) + \hat{v}_{sc}(s) = 0 \quad (6.3c)$$

As equações (6.3) podem ser rescritas como (6.4), onde  $G_{iv}(s)$  é a função de transferência da tensão de fase do conversor para corrente de fase e  $G_{ivs}(s)$  é a função de transferência da tensão de fase da rede para a corrente:

$$\hat{i}_a(s) = G_{iv}(s)\hat{v}_a(s) + G_{ivs}(s)\hat{v}_{sa}(s) \quad (6.4a)$$

$$\hat{i}_b(s) = G_{iv}(s)\hat{v}_b(s) + G_{ivs}(s)\hat{v}_{sb}(s) \quad (6.4b)$$

$$\hat{i}_c(s) = G_{iv}(s)\hat{v}_c(s) + G_{ivs}(s)\hat{v}_{sc}(s) \quad (6.4c)$$

Com o propósito de controlar a corrente de saída através da tensão fornecida pelo inversor, na equação (6.4) a tensão  $\hat{v}_a$  é a variável de controle e a tensão  $\hat{v}_{sa}$  é um distúrbio. Desprezando o distúrbio, pode-se escrever:

$$G_{iv}(s) = \frac{\hat{i}_a(s)}{\hat{v}_a(s)} = \frac{\hat{i}_b(s)}{\hat{v}_b(s)} = \frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{1}{R + sL} \quad (6.5)$$

### 6.2.2 Conversor em variáveis ortogonais estacionárias $\alpha\beta$

As equações de corrente do conversor podem ser rescritas no sistema ortogonal de coordenadas  $\alpha\beta$ , apresentado no Apêndice D. Para fazer a mudança de coordenadas é útil escrever as equações (6.1) na forma matricial:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

Multiplicando os dois lados da equação (6.6) pela matriz  $T_{\alpha\beta}$ , definida na equação (D.6):

$$T_{\alpha\beta} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

Efetuada as transformações em (6.7) obtém-se a equação matricial do circuito no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

No sistema trifásico perfeitamente equilibrado, no qual  $i_a + i_b + i_c = 0$ , a soma  $i_\alpha + i_\beta = 0$  também é verdadeira (as somas valem analogamente para as tensões do sistema). Esse sistema, que corresponde ao circuito da Fig. 6.2, pode ser perfeitamente descrito em coordenadas  $\alpha\beta$  com apenas duas equações diferenciais:

$$-v_\alpha + Ri_\alpha + L \frac{d}{dt} i_\alpha + v_{s\alpha} = 0 \quad (6.9a)$$

$$-v_\beta + Ri_\beta + L \frac{d}{dt} i_\beta + v_{s\beta} = 0 \quad (6.9b)$$

A primeira vantagem do uso das variáveis  $\alpha\beta$  é a redução do número de equações e de variáveis envolvidas no controle. A segunda vantagem é que as variáveis  $\alpha\beta$  são particularmente úteis no controle do inversor CC-CA com modulação por vetores espaciais.

Analogamente ao desenvolvimento feito na seção anterior, podem-se obter em variáveis  $\alpha\beta$  as equações de pequenos sinais no domínio  $s$ , desprezando os distúrbios representados pelas tensões



de pequenos sinais da fonte:

$$\begin{aligned} sL\hat{i}_\alpha(s) &= -R\hat{i}_\alpha(s) + \hat{v}_\alpha(s) \\ sL\hat{i}_\beta(s) &= -R\hat{i}_\beta(s) + \hat{v}_\beta(s) \end{aligned} \quad (6.10)$$

De (6.10) obtém-se a função de transferência de tensão para a corrente, que vale para as correntes dos eixos  $\alpha$  e  $\beta$ :

$$G_{iv}(s) = \frac{\hat{i}_\alpha(s)}{\hat{v}_\alpha(s)} = \frac{\hat{i}_\beta(s)}{\hat{v}_\beta(s)} = \frac{1}{R + sL} \quad (6.11)$$

### 6.2.3 Conversor em variáveis ortogonais síncronas $dq$

A mudança das variáveis estacionárias  $abc$  ou  $\alpha\beta$  para o sistema síncrono  $dq$ , apresentada no Apêndice D, permite expressar as equações do circuito trifásico equilibrado da Fig. 6.2 em um sistema de coordenadas girante, que pode ser sincronizado com a frequência  $\omega$  da rede elétrica. O uso de coordenadas síncronas teve origem no controle de máquinas elétricas rotativas de corrente alternada [165–167]. A vantagem da mudança para variáveis síncronas é que as tensões e correntes na frequência de sincronismo, que são senoidais no sistema  $abc$  ou  $\alpha\beta$ , aparecem como valores constantes quando o sistema está em regime permanente. Isso traz algumas facilidades no controle das correntes do conversor CC-CA, pois os controladores conseguem proporcionar erro de regime nulo em sistemas com valor de regime final constante. A utilidade da transformação do sistema estacionário  $\alpha\beta$  para o sistema síncrono  $dq$  ficará mais nítida quando o controle de correntes em malha fechada for estudado logo adiante.

As matrizes de transformação  $T_{dq}$  e  $T_{dq}^{-1}$ , apresentadas nas equações (D.12) e (D.13), são variantes no tempo, o que torna não trivial a obtenção das equações das correntes do circuito da Fig. 6.2 em variáveis síncronas  $dq$ .

Reescrevendo a equação (6.8) a partir da transformação inversa  $T_{dq}^{-1}$  encontra-se:

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \left( T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right)}_{\text{termo derivativo}} = -\frac{R}{L} T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Da equação anterior, resolvendo o termo derivativo:

$$\left( \frac{d}{dt} T_{dq}^{-1} \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) T_{dq}^{-1} = -\frac{R}{L} T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Aplicando a transformação  $T_{dq}$  nos dois lados da equação anterior:

$$\begin{aligned} T_{dq} \left( \frac{d}{dt} T_{dq}^{-1} \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + T_{dq} \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) T_{dq}^{-1} = \\ -\frac{R}{L} T_{dq} T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} T_{dq} T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} T_{dq} T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.14)$$

Eliminando os produtos  $T_{dq} T_{dq}^{-1}$ :

$$T_{dq} \left( \frac{d}{dt} T_{dq}^{-1} \right) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

O produto  $T_{dq} \left( \frac{d}{dt} T_{dq}^{-1} \right)$  da equação anterior é resolvido da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
& T_{dq} \left( \frac{d}{dt} T_{dq}^{-1} \right) = \\
& = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \omega \begin{bmatrix} -\sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \end{bmatrix} = \\
& = \omega \begin{bmatrix} 0 & -\sin^2(\omega t) - \cos^2(\omega t) \\ \sin^2(\omega t) + \cos^2(\omega t) & 0 \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{6.16}$$

Finalmente, de (6.15) e (6.2.3), encontra-se a equação das correntes do circuito da Fig. 6.2 em variáveis síncronas  $dq$ :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \underbrace{\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}}_{\text{termo de acoplamento}} + \frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = 0 \tag{6.17}$$

Pode-se alternativamente obter as equações do circuito utilizando notação vetorial. A equação (6.12) pode ser rescrita da seguinte forma:

$$\underbrace{\frac{d}{dt} (e^{j\omega t} \mathbf{i}_{dq})}_{\text{termo derivativo}} = -\frac{R}{L} e^{j\omega t} \mathbf{i}_{dq} + \frac{1}{L} e^{j\omega t} \mathbf{v}_{dq} + \frac{1}{L} e^{j\omega t} \mathbf{v}_{sdq} \tag{6.18}$$

O termo derivativo da equação (6.18) é resolvido:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{dq} e^{j\omega t}) &= \left( \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq} \right) e^{j\omega t} + \left( \frac{d}{dt} e^{j\omega t} \right) \mathbf{i}_{dq} = \\
&= \left( \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq} \right) e^{j\omega t} + j\omega e^{j\omega t} \mathbf{i}_{dq}
\end{aligned} \tag{6.19}$$

De (6.19):

$$L \left( \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq} \right) e^{j\omega t} + \underbrace{j\omega L e^{j\omega t} \mathbf{i}_{dq}}_{\text{termo de acoplamento}} + R e^{j\omega t} \mathbf{i}_{dq} - e^{j\omega t} \mathbf{v}_{dq} - e^{j\omega t} \mathbf{v}_{sdq} = 0 \tag{6.20}$$

Multiplicando os dois lados de (6.20) por  $e^{-j\omega t}$ :

$$L \left( \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq} \right) + \underbrace{j\omega L \mathbf{i}_{dq}}_{\text{termo de acoplamento}} + R \mathbf{i}_{dq} - \mathbf{v}_{dq} - \mathbf{v}_{sdq} = 0 \quad (6.21)$$

O termo de acoplamento da equação (6.21) pode ser rescrito em notação retangular:

$$\begin{aligned} j\omega L \mathbf{i}_{dq} &= j\omega L (i_d + j i_q) = \\ &= j\omega L i_d - \omega L i_q \end{aligned} \quad (6.22)$$

A equação (6.21), usando (6.22), pode ser rescrita na forma matricial e resulta na equação (6.17) obtida anteriormente. A equação matricial (6.17) pode ser desmembrada em duas equações diferenciais, para melhor visualização:

$$v_d = R i_d + L i_d + v_{sd} \underbrace{-\omega L i_q}_{\text{acoplamento}} \quad (6.23a)$$

$$v_q = R i_q + L i_q + v_{sq} \underbrace{+\omega L i_d}_{\text{acoplamento}} \quad (6.23b)$$

Em (6.23) observa-se nitidamente o acoplamento entre as variáveis dos eixos  $d$  e  $q$ . As equações (6.23a) e (6.23b) podem ser desacopladas com a eliminação dos termos dependentes de  $\omega L$ .

Agora, introduzindo pequenos sinais na equação (6.17) e desprezando os distúrbios representados pelas tensões de pequenos sinais da fonte, encontra-se a equação de pequenos sinais no domínio da frequência:

$$s \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \omega \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}}_{\text{termo de acoplamento}} + \frac{R}{L} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{bmatrix} = 0 \quad (6.24)$$

Da equação (6.24), devido à presença do termo de acoplamento entre os eixos  $d$  e  $q$ , não é

imediate a obtenção de uma função de transferência que relaciona apenas a tensão e a corrente de um dos eixos ( $\hat{i}_d/\hat{v}_d$  ou  $\hat{i}_q/\hat{v}_q$ ). O acoplamento entre os eixos  $d$  e  $q$  atrapalha os sistemas de controle por impedir o controle independente das variáveis  $dq$ . Entretanto, como será visto logo adiante, é possível realizar estratégias para possibilitar o controle desacoplado. Considerando o sistema já desacoplado:

$$s \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \frac{R}{L} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{bmatrix} = 0 \quad (6.25)$$

De (6.25) obtém-se a função de transferência:

$$G_{iv}(s) = \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{v}_d(s)} = \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{v}_q(s)} = \frac{1}{R + sL} \quad (6.26)$$

A função de transferência (6.26) é útil para mostrar que os valores de  $R$  e  $L$  permanecem inalterados no sistema  $dq$  e o conversor encontra como carga o circuito resistivo e indutivo cuja a função de transferência é  $1/(R+sL)$ . Esta função, entretanto, não revela uma importante alteração nas características dinâmicas do sistema introduzidas pela transformação  $T_{dq}$ , que é variante no tempo. Este aspecto interessante, decorrente da mudança do sistema de coordenadas estacionário para o sistema síncrono, será discutido posteriormente neste capítulo.

## 6.3 Controle das correntes de saída do conversor

### 6.3.1 Controle proporcional e integral em variáveis estacionárias

A Fig. 6.3 ilustra o esquema mais simples possível para realizar o controle das correntes do inversor trifásico conectado à rede. Cada uma das fases possui uma malha de controle independente. As correntes medidas nos indutores ( $i_a, i_b, i_c$ ) são comparadas com as referências ( $i_{ref,a}, i_{ref,b}, i_{ref,c}$ ) e os erros de corrente ( $\varepsilon_a, \varepsilon_b, \varepsilon_c$ ) são processados pelos compensadores lineares  $C_{iv}(s)$ , que geram as referências de tensão ( $u_a, u_b, u_c$ ) para o inversor controlado por PWM (*pulse width modulation*, modulação de largura de pulsos).

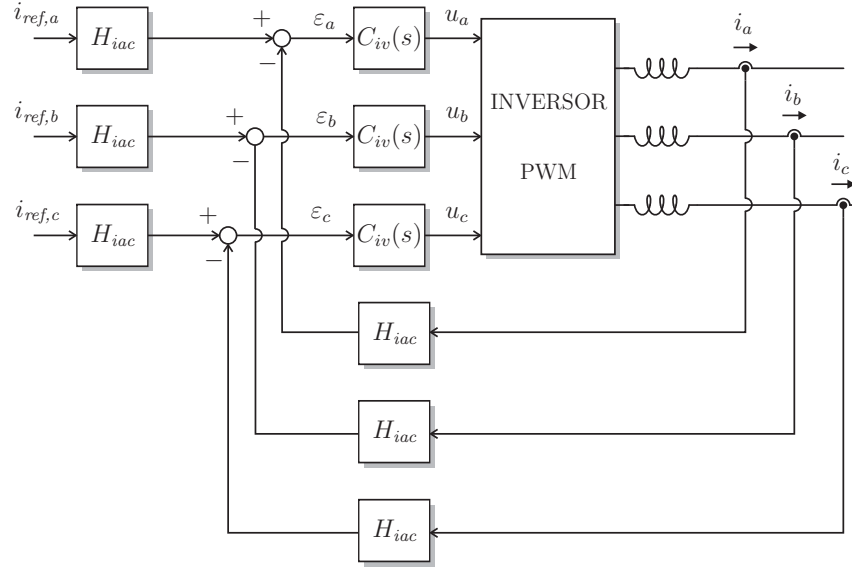


Figura 6.3: Controle de correntes em variáveis estacionárias  $abc$ .

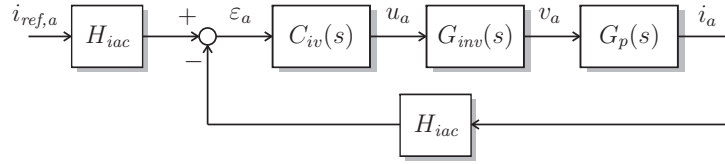


Figura 6.4: Malha de controle de corrente de uma fase empregando compensador linear.

O diagrama de blocos da Fig. 6.4 ilustra o esquema de controle de malha fechada empregando o compensador linear  $C_{iv}(s)$ . A malha de controle é constituída pelo compensador, pelo inversor controlado por PWM e pela planta composta pelo indutor conectado à rede, com função de transferência  $G_p(s) = 1/(R + sL)$ , de acordo com a equação (6.5). O sinal  $u_a$  fornecido pelo compensador é a referência de tensão para o modulador PWM do inversor. O inversor fornece a tensão  $v_a$  para o indutor, cuja corrente é realimentada com ganho  $H_{iac}$ .

O compensador  $C_{iv}(s)$  pode ser projetado de acordo com procedimentos estabelecidos na literatura sobre controle linear. Pode-se realizar o projeto, por exemplo, atentando aos critérios de largura de banda e margem de fase, brevemente apresentados no Apêndice C. A largura de banda desse tipo de controle é normalmente limitada a 1/10 da frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ ) para a obtenção de um resultado satisfatório [160].

A Fig. 6.5 ilustra um resultado experimental com o controle de correntes usando o esquema

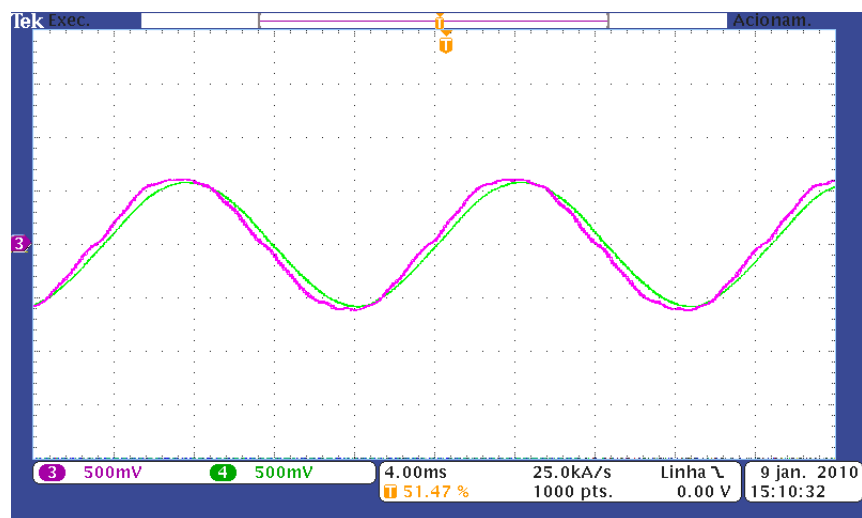


Figura 6.5: Referência de corrente e corrente medida (25 A/div) em uma das fases com o controle de correntes em variáveis  $abc$  usando compensador proporcional e integral. Os erros de amplitude e fase entre os dois sinais são resultado da incapacidade deste tipo de controle de proporcionar erro de regime nulo.

da Fig. 6.3. Neste gráfico são mostradas a referência de corrente e a corrente medida de uma das fases. O compensador  $C_{iv}(s)$  empregado é do tipo proporcional e integral (PI). O erro existente entre os dois sinais é explicado pela dificuldade dos compensadores, que atuam sobre variáveis senoidais no sistema estacionário  $abc$ , de zerar o erro de regime. O compensador PI possui ganho infinito apenas na frequência zero e ganho finito nas demais frequências, o que permite obter erro nulo de regime apenas em variáveis de corrente contínua. Fig. 6.5. Esta é uma desvantagem do esquema de controle de correntes em variáveis estacionárias [166, 168] empregando este tipo de compensador. Esse problema pode ser minimizado com o ajuste do ganho do compensador, porém o erro do controle nunca é eliminado.

Além do problema do erro de regime, sempre presente no controle de correntes em variáveis estacionárias com compensador PI, existe a possibilidade de ocorrer a saturação do integrador do compensador. Na prática, qualquer pequeno componente CC presente na corrente, muito comum devido a erros nas medidas e no condicionamento dos sinais, pode saturar o integrador e deteriorar o desempenho do controle. A Fig. 6.6 mostra as saídas dos integradores de um sistema de controle que possui erros nas medidas das correntes.

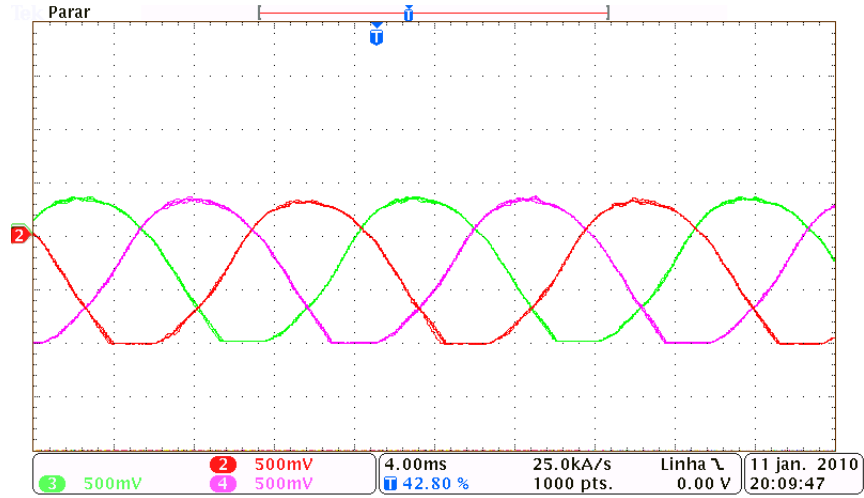


Figura 6.6: Saídas dos compensadores saturados pela presença de erros nas medidas das correntes.

A Fig. 6.7 mostra o efeito da eliminação dos erros nas medidas das correntes sobre o integrador do compensador. Experiências práticas mostram que este tipo de controle baseado em compensadores PI atuando sobre variáveis estacionárias é muito sensível à saturação do integrador.

Foi mostrado na Seção 6.2.2 que as equações do circuito do conversor conectado à rede podem ser escritas em variáveis  $\alpha\beta$ . As equações (6.3) e (6.10) são equivalentes e, tendo em vista que os valores de  $R$  e  $L$  permanecem inalterados, os mesmos compensadores usados nas malhas de controle em variáveis  $abc$  podem ser diretamente empregados nas malhas de controle em variáveis  $\alpha\beta$ , como ilustra a Fig. 6.8.

Se o sistema empregar um conversor com PWM (*pulse width modulation*) convencional, a vantagem do controle em variáveis  $\alpha\beta$  é a redução do número de compensadores. No conversor controlado com SVPWM (*space vector pulse width modulation*), que utiliza as variáveis  $\alpha\beta$  no processo de modulação, as saídas dos compensadores alimentam diretamente o modulador, dispensando o uso da transformação inversa  $T_{\alpha\beta}^{-1}$ , como mostra a Fig. 6.9.

### 6.3.2 Controle proporcional e integral em variáveis ortogonais síncronas

O controle de correntes em variáveis ortogonais síncronas  $dq$  é uma solução para a eliminação do erro de regime permanente dos controladores em variáveis estacionárias [160, 168]. Tensões



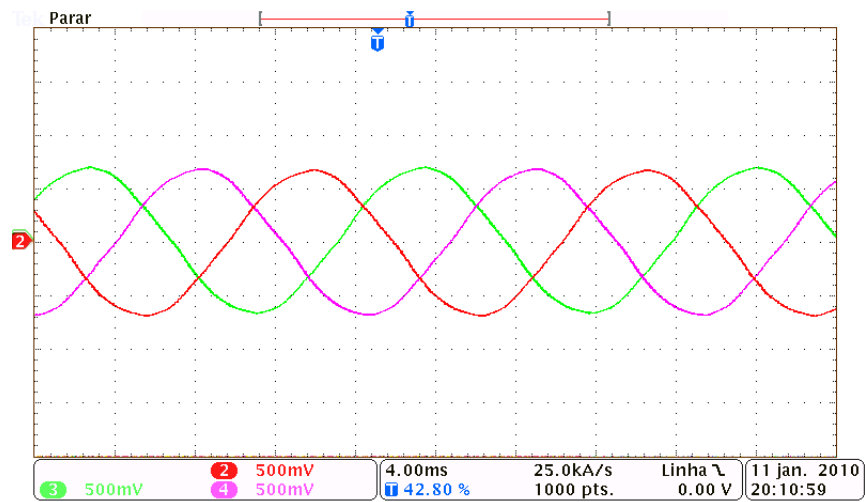


Figura 6.7: Saídas dos compensadores não saturados com a eliminação dos erros das medidas.

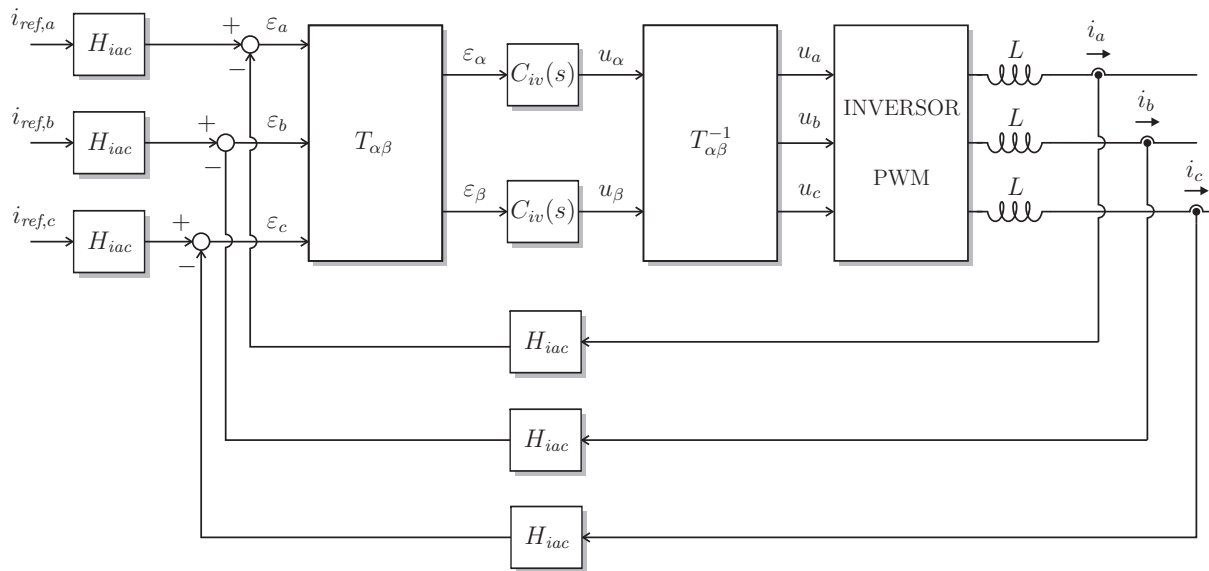


Figura 6.8: Controlador de correntes empregando variáveis estacionárias  $\alpha\beta$ . Os compensadores atuam nos erros convertidos para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ . As saídas dos compensadores são convertidas de volta para o sistema  $abc$ , fornecendo as referências de tensão para a modulação de tensão do conversor.

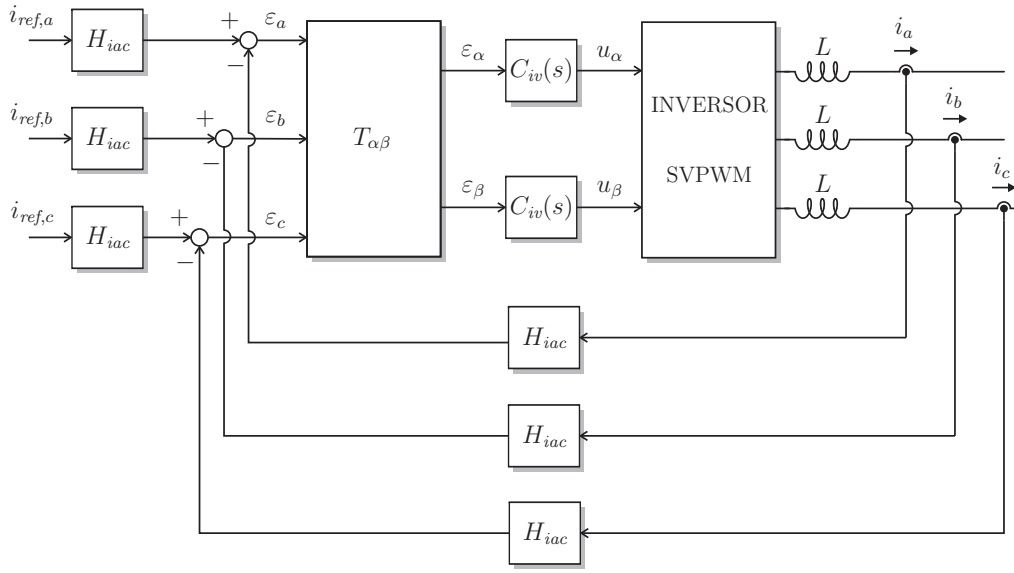


Figura 6.9: Controlador de correntes empregando variáveis estacionárias  $\alpha\beta$ . Os compensadores atuam nos erros convertidos para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ . As saídas dos compensadores fornecem diretamente as referências de tensão para a modulação de tensão do conversor empregando SVPWM.

e correntes senoidais (nos sistemas de coordenadas estacionários  $abc$  ou  $\alpha\beta$ ) de frequência  $\omega$  transformam-se em grandezas contínuas no sistema de coordenadas  $dq$  sincronizado com o ângulo  $\theta = \omega t$ . Isso permite que os compensadores lineares atuem com erro de regime permanente nulo, proporcionando precisão na amplitude e na fase das correntes controladas.

A Fig. 6.10 mostra um controlador de correntes usando as transformações de coordenadas  $T_{dq}$  e  $T_{dq}^{-1}$ . Este é o esquema mais genérico, que emprega duas estruturas de controle que atuam nas sequências positiva e negativa dos erros das correntes. Entretanto, se o sistema for senoidal e equilibrado haverá somente componentes em uma das sequências (positiva ou negativa), permitindo dispensar uma das estruturas, como mostra a Fig. 6.11.

Foi visto anteriormente que a equação (6.24) do circuito do conversor conectado à rede apresenta um termo de acoplamento que relaciona as variáveis dos eixos  $d$  e  $q$ . Este é o maior problema encontrado nos controladores baseados no sistema de referência síncrono, pois o acoplamento de variáveis não permite controlar independentemente as variáveis dos eixos  $d$  e  $q$ . Em alguns esquemas de controle [169–174] acrescenta-se um artifício para o desacoplamento dos eixos. O

esquema de desacoplamento mais simples encontrado na literatura [171] consiste em acrescentar dois termos cruzados, calculados a partir das correntes  $i_d$  e  $i_q$ , às tensões de referência  $u_d$  e  $u_q$  calculadas pelos compensadores, como mostra a Fig. 6.12. O sistema de controle é ligeiramente modificado com a aplicação da transformação de coordenadas diretamente sobre as variáveis de correntes e não sobre os erros, como nos esquemas apresentados nas duas figuras anteriores. A maior parte dos exemplos de controle encontrados na literatura, entretanto, dispensa o esquema de desacoplamento e realiza a compensação dos eixos  $d$  e  $q$  conforme os esquemas de controle das Figs. 6.10 e 6.11. Na prática confirma-se que a ausência do termo de desacoplamento tem efeito imperceptível nas correntes controladas.

A Fig. 6.13 mostra um resultado experimental do controlador de correntes em variáveis  $dq$  apresentado na Fig. 6.11. O gráfico apresenta a referência de corrente e a corrente controlada de uma das fases do conversor. Observa-se, em contraste com a Fig. 6.5, que a corrente controlada segue corretamente a referência, com amplitude e fase iguais.

O projeto dos compensadores  $C_{iv}(s)$  usados nas malhas de controle dos esquemas das Figs. 6.10, 6.11 e 6.12 deve levar em conta o efeito da transformação  $T_{dq}$  no comportamento dinâmico do sistema. De acordo com as referências [175–178], o compensador PI usado no sistema  $dq$  sincronizado na frequência  $\omega$ , cuja função de transferência é:

$$C_{iv,s}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (6.27)$$

pode ser representado pela seguinte função de transferência equivalente nos sistemas estacionários  $\alpha\beta$  ou  $abc$  [177]:

$$C_{iv,e}(s) = k_p + \frac{k_i s}{s^2 + w^2} \quad (6.28)$$

O compensador equivalente da equação (6.28) pode ser usado como orientação para o projeto do compensador PI – equação (6.27) – no sistema síncrono, entretanto a equivalência entre os dois compensadores não é completa pois, segundo [177], a equivalência exata inclui ainda outras funções de transferência que fazem acoplamentos entre as variáveis  $abc$  ou  $\alpha\beta$  nos sistemas estacionários.

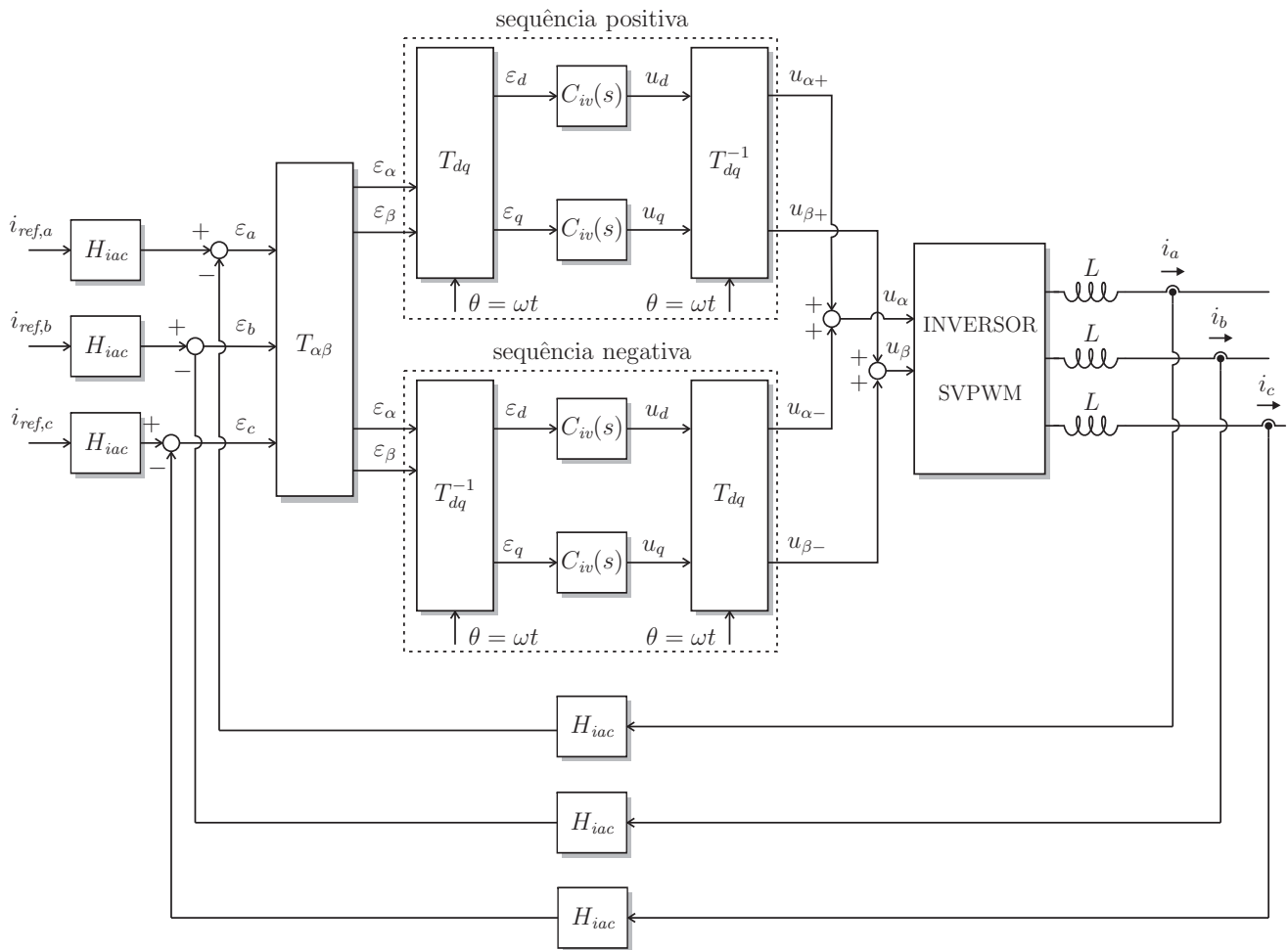


Figura 6.10: Controlador de correntes empregando variáveis síncronas  $dq$ . Os compensadores atuam nos erros convertidos para o sistema de coordenadas  $dq$ . As saídas dos compensadores são reconvertidas para o sistema  $\alpha\beta$  e fornecem as referências de tensão para a modulação de tensão do conversor empregando SVPWM.

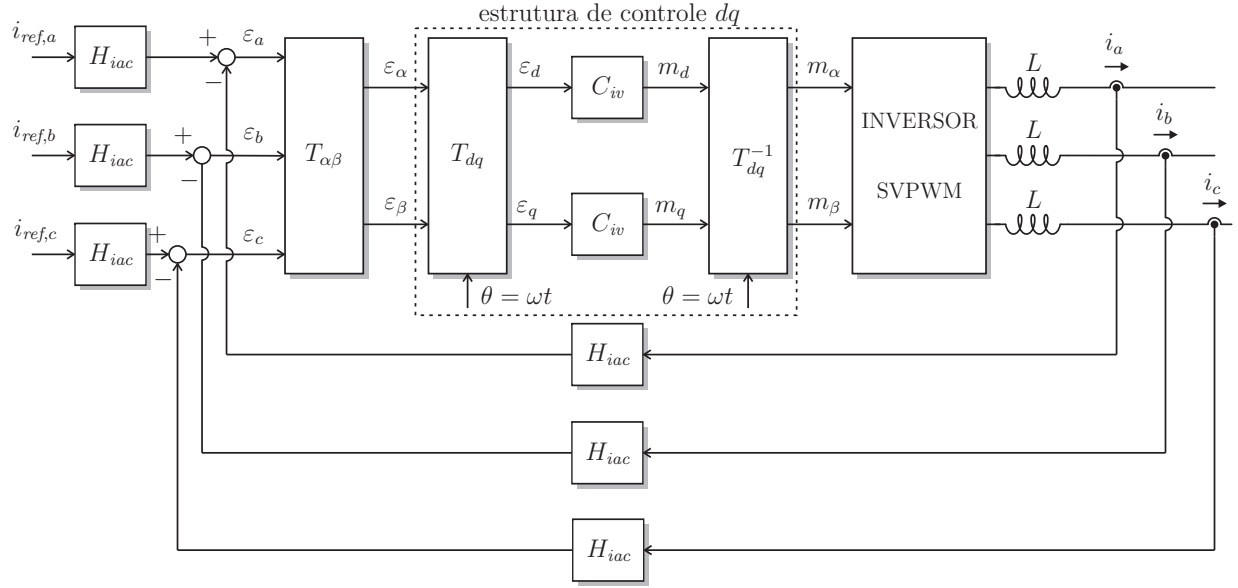


Figura 6.11: Versão reduzida do controlador de correntes no sistema de coordenadas  $dq$  apresentado na figura anterior. Por serem senoidais e balanceadas as correntes do sistema, somente uma estrutura de controle é necessária.

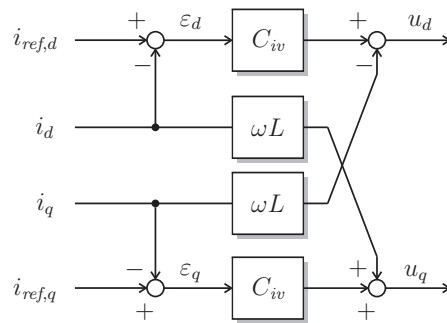


Figura 6.12: Controlador de correntes em variáveis  $dq$  com desacoplamento dos eixos.

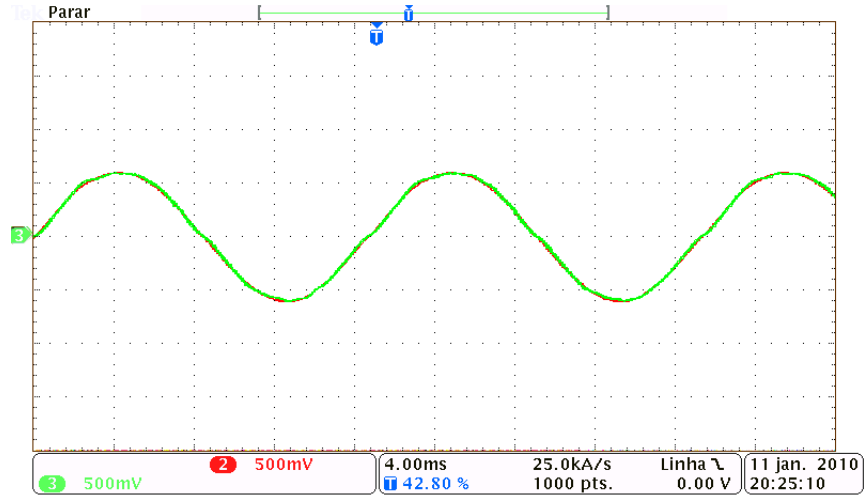


Figura 6.13: Referência de corrente e corrente medida (25 A/div) em uma das fases com o controle de correntes em variáveis  $dq$  usando compensador linear. O controle proporciona erro de regime praticamente nulo, sem discrepâncias de amplitude ou fase entre a referência e a corrente medida.

Considerando que os compensadores das equações (6.27) e (6.28) são equivalentes, as malhas de controle das Figs. 6.14 e 6.15 tornam-se equivalentes. A análise do sistema pode ser feita com a função de transferência  $C_{iv,e}(s)$  com técnicas convencionais de controle linear [177].

A Fig. 6.16 mostra os diagramas de Bode do compensador PI –  $C_{iv,s}(s)$  – usado no sistema síncrono e do compensador equivalente no sistema estacionário –  $C_{iv,e}(s)$ . Enquanto o compensador convencional tem o objetivo de fornecer elevado ganho nas frequências baixas e ganho infinito na frequência zero, o compensador estacionário equivalente, que consiste no compensador PI com a transformação  $T_{dq}$  aplicada, apresenta elevado ganho na frequência  $\omega$  de sincronismo. Os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  do compensador síncrono são ajustados com base no diagrama de Bode do compensador estacionário equivalente, pois o projeto deve levar em conta o efeito da transformação  $T_{dq}$ . Via de regra, nas altas frequências os dois compensadores são equivalentes e o projeto do ganho  $k_p$  é idêntico – ou seja, o ganho é ajustado para efetuar o posicionamento da frequência de cruzamento  $\omega_c$  de forma a possibilitar a largura de banda e a margem de fase desejadas. Quanto ao ganho  $k_i$ , este é responsável pelas características do pico ressonante na frequência  $\omega$ . O aumento de  $k_i$  eleva a magnitude do pico ressonante, conseqüentemente elevando o ganho do compensador na frequência de sincronismo  $\omega$ . Um elevado ganho possibilita pequeno erro de regime no controle

das variáveis na frequência  $\omega$ .

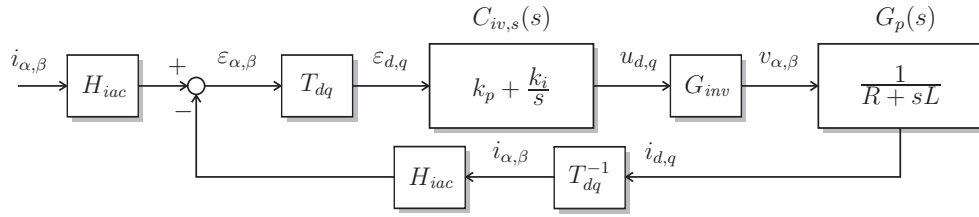


Figura 6.14: Malha de controle de corrente no sistema síncrono  $dq$ .

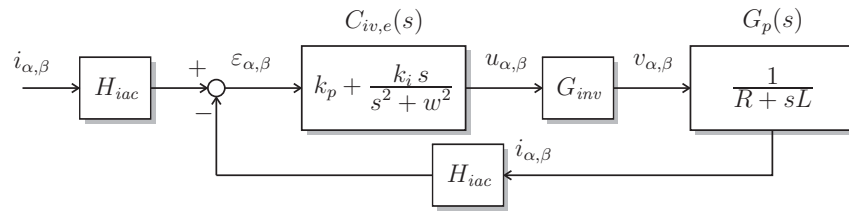


Figura 6.15: Malha de controle de corrente no sistema estacionário  $\alpha\beta$  empregando a função de transferência estacionária equivalente do compensador usado no sistema síncrono.

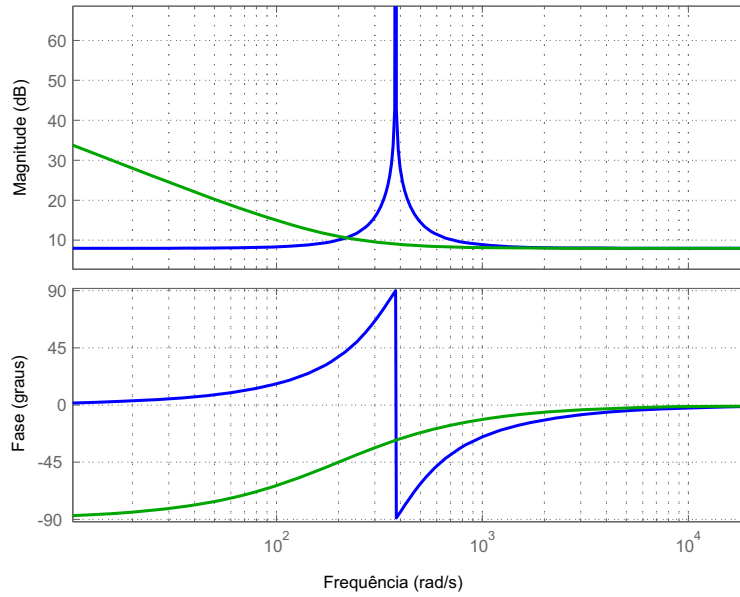


Figura 6.16: Diagramas de Bode de  $C_{iv,s}(s)$  (compensador PI convencional usado no sistema síncrono) e de  $C_{iv,e}(s)$  (compensador equivalente no sistema estacionário).

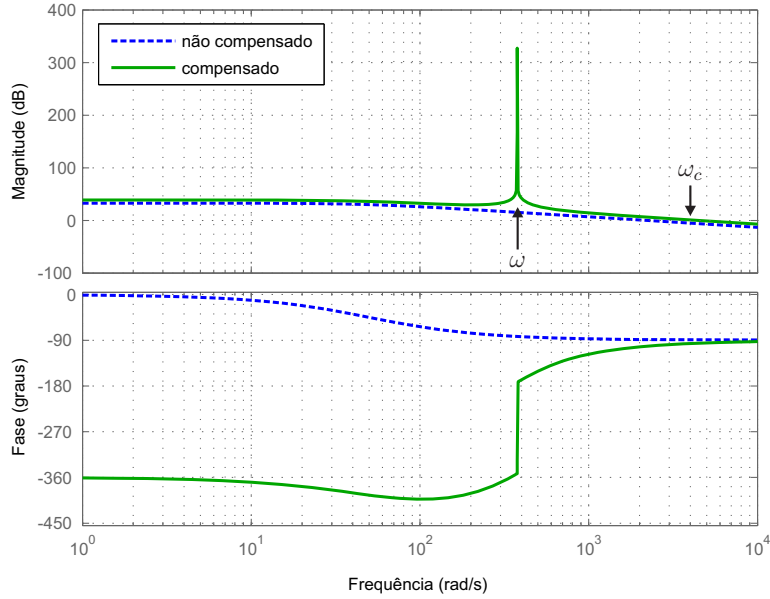


Figura 6.17: Diagramas de Bode da função de transferência de malha aberta  $G_{inv}G_p(s)H_{iac}$  (sistema não compensado) e da mesma malha compensada com  $C_{iv,e}(s)$ .

### 6.3.3 Controle proporcional e ressonante em variáveis estacionárias

A equivalência entre controladores no sistema síncrono e no sistema estacionário, sugerindo que a transformação  $T_{dq}$  produz um deslocamento de frequência no domínio  $s$ , foi reportada em trabalhos como [166, 177, 179, 180]. Em [175, 176, 181] encontram-se estudos com rigoroso tratamento matemático, onde a equivalência exata entre compensadores síncronos e estacionários é demonstrada. A partir dos resultados dos trabalhos citados é possível elaborar controladores estacionários com as mesmas características dinâmicas de controladores síncronos, sem utilizar mudanças de coordenadas. O compensador estacionário equivalente é do tipo proporcional e ressonante (P+RES). Além do benefício de reduzir o esforço computacional que as transformações de coordenadas exigem, os compensadores ressonantes possibilitam erro de regime nulo em variáveis  $abc$  ou  $\alpha\beta$ , podendo inclusive ser utilizados em sistemas monofásicos, nos quais as transformações de coordenadas não são aplicáveis.

O compensador P+RES aplicado ao controle de correntes no sistema estacionário apresenta



resultado idêntico àquele obtido com o compensador PI no sistema síncrono. Segundo [181], o compensador P+RES da equação (6.29) no sistema de variáveis estacionárias ( $abc$  ou  $\alpha\beta$ ) apresenta a mesma resposta em frequência do compensador proporcional-integral (PI) – equação (6.27) – atuando no sistema síncrono  $dq$ .

O compensador P+RES tem a seguinte função de transferência, onde  $\omega_0$  é a frequência de ressonância:

$$C_{iv,res} = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (6.29)$$

Uma forma alternativa de implementar o compensador P+RES é através da função de transferência aproximada [181], onde  $\omega_b$  regula a largura do pico ressonante:

$$C_{iv,res} = k_p + \frac{2k_i \omega_b s}{s^2 + 2\omega_b^2 + \omega_0^2} \quad (6.30)$$

A Fig 6.18 mostra os diagramas de Bode das funções de transferência dos compensadores das equações (6.29) e (6.30) com diferentes valores de  $\omega_b$ . Esses compensadores produzem resultados semelhantes na prática, porém o segundo possibilita um pico ressonante de largura maior, tornando o compensador menos sensível a variações de frequência, apresentando elevado ganho não somente na frequência ressonante  $\omega$ , mas também em frequências próximas. Além disso, a forma da equação (6.30) é menos sensível à tolerância de parâmetros em implementações analógicas e à precisão finita nas implementações digitais [181].

A Fig. 6.19 ilustra o controlador de correntes empregando o compensador estacionário P+RES. No exemplo as variáveis controladas estão no sistema de coordenadas estacionário  $\alpha\beta$ , mas poderiam estar em variáveis  $abc$  sem prejuízo ao desempenho do controle.

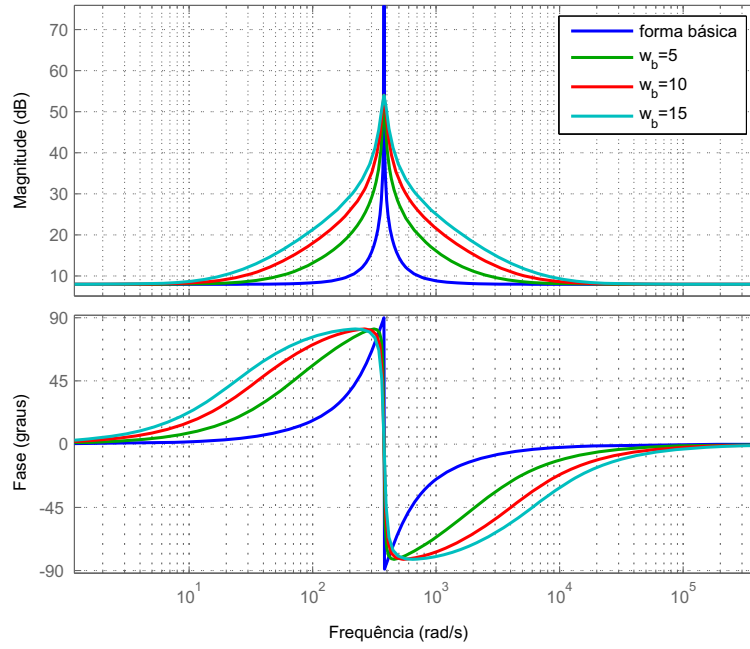


Figura 6.18: Diagramas de Bode do compensador P+RES na forma básica – eq. (6.29) – e na forma alternativa – eq. (6.30) – com diferentes valores de  $\omega_b$ .

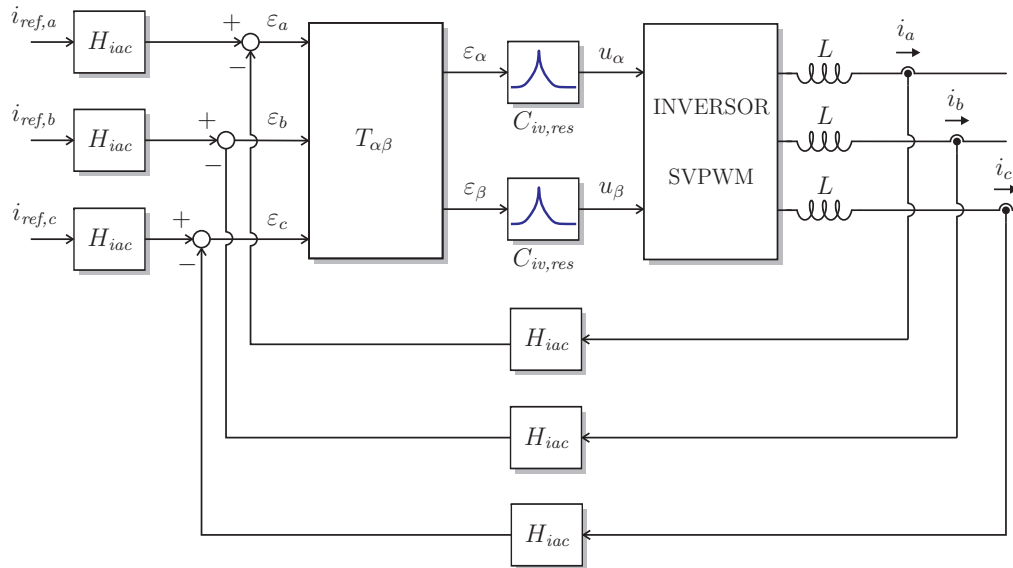


Figura 6.19: Controlador de correntes em variáveis estacionárias empregado compensadores proporcionais e ressonantes.

## 6.4 Sincronismo com a rede elétrica e controle da tensão de entrada

### 6.4.1 Sistema de sincronismo com as tensões da rede

O sincronismo das correntes de saída do conversor com as tensões da rede é feito através da referência angular fornecida por um sistema de PLL (*phase locked loop*). O PLL fornece o valor do ângulo de sincronismo  $\theta$  e da frequência  $\omega$  empregados na geração das referências de corrente do controlador de tensão (apresentado na seção seguinte) e nos controladores de correntes síncrono e estacionário.

A literatura é vasta sobre estruturas e formas de implementação de sistemas de PLL. O sistema de PLL empregado neste trabalho, mostrado na Fig. 6.20, é uma versão simplificada dos sistemas apresentados nas referências [182–184].

O princípio de funcionamento do PLL da Fig. 6.20, detalhado na referência [185], reside no conceito de ortogonalidade de vetores. O sistema sincroniza as tensões da rede com um conjunto interno de sinais de referência senoidais fazendo nula a média do produto escalar:

$$\mathbf{v}_s \cdot \mathbf{u}_\perp = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{\perp a} \\ u_{\perp b} \\ u_{\perp c} \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

A condição de ortogonalidade, necessária e suficiente para o sincronismo dos vetores, é obtida com o emprego de um compensador PI ao mesmo tempo funcionando como filtro passa-baixas e atuando sobre o erro do produto escalar:

$$\varepsilon_\perp = 0 - \mathbf{v}_s \cdot \mathbf{u}_\perp \quad (6.32)$$

O compensador PI atua para minimizar o erro  $\varepsilon_\perp$ , gerando a referência de frequência  $\omega$ , que é usada pelo integrador para determinar o ângulo de sincronismo  $\theta_\perp$ . O vetor  $\mathbf{u}_s$ , deslocado em  $\pi/2$  rad com relação ao vetor ortogonal  $\mathbf{u}_\perp$ , corresponde a um conjunto de sinais senoidais sincronizados

com as tensões da rede  $\mathbf{v}_s$ .

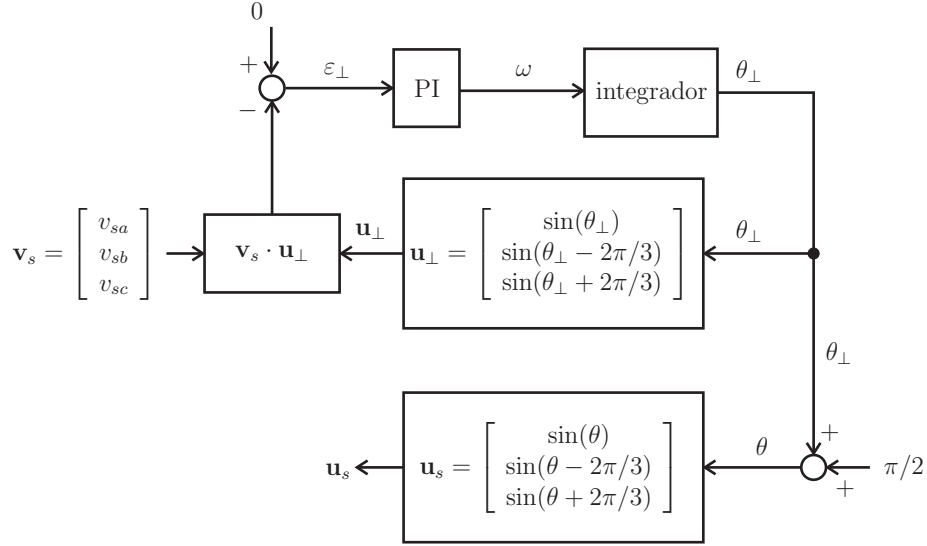


Figura 6.20: Sistema de PLL (*phase-locked loop*) baseado na ortogonalidade de vetores.

### 6.4.2 Controle da tensão do barramento CC

A tensão do barramento CC é regulada pelo controlador mostrado na Fig. 6.21. O compensador PI regula as amplitudes das referências de corrente, que são fornecidas ao controlador de correntes. Desta forma o balanço de energia do capacitor é alcançado pela modulação das amplitudes das correntes injetadas pelo conversor na rede elétrica. A injeção de energia na rede fica atrelada à entrada de energia no barramento, oriunda do estágio CC-CC. Na ausência de injeção de energia do estágio CC-CC o controlador regula a tensão do barramento com energia retirada da rede, na quantidade suficiente para suprir as perdas do sistema.

Para o projeto do compensador  $C_{vbk}(s)$  usado no controlador da Fig. 6.21 é necessário determinar a função de transferência que relaciona a variável de controle do balanço de potência, que é o valor da amplitude das correntes de saída do conversor ( $I_{ac,peak}$ ), com a variável controlada, que é a tensão do barramento CC ( $V_{link}$ ).

O circuito da Fig. 6.22 mostra um circuito equivalente onde os estágios CC-CC e CC-CA são representados por fontes de corrente que alimentam e drenam o capacitor do barramento CC. O capacitor recebe energia do estágio CC-CC e entrega ao estágio CC-CA. Para que a tensão média

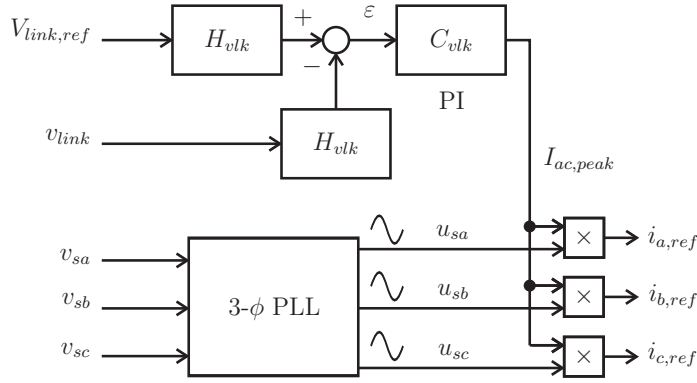


Figura 6.21: Controlador da tensão do barramento CC.

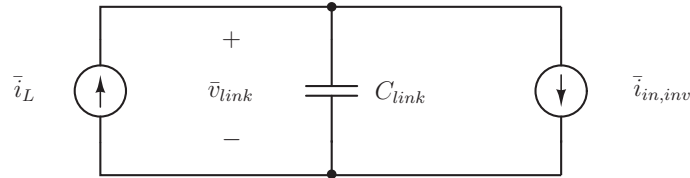


Figura 6.22: Circuito equivalente do capacitor do barramento CC alimentado e drenado pelos estágios CC-CC e CC-CA.

do barramento permaneça constante, regulada no valor desejado, as correntes médias de entrada e saída devem ser iguais.

A seguintes equações de balanço de potência podem ser escritas:

$$\bar{v}_{link} \bar{i}_{in,inv} = 3V_{ac,rms} I_{ac,rms} \quad (6.33)$$

$$\bar{i}_{in,inv} = \frac{3V_{ac,rms} I_{ac,peak}}{\bar{v}_{link} \sqrt{2}} \quad (6.34)$$

onde  $V_{ac,rms}$  e  $I_{ac,rms}$  são as tensões e correntes da rede elétrica por fase, em valores eficazes.

A equação (6.35) pode ser simplificada considerando que a tensão do barramento é aproximadamente constante, pois varia pouco em torno do seu valor de regime:

$$\bar{i}_{in,inv} = \frac{3V_{ac,rms} I_{ac,peak}}{V_{link} \sqrt{2}} \quad (6.35)$$

Do circuito da Fig. 6.22 a seguinte equação média pode ser obtida, considerando  $\bar{i}_L = I_L$ :

$$I_L - C_{link} \frac{d\bar{v}_{link}}{dt} - \bar{i}_{in,inv} = 0 \quad (6.36)$$

Das equações (6.35) e (6.36):

$$I_L - C_{link} \frac{d\bar{v}_{link}}{dt} = \frac{3V_{ac,rms}I_{ac,peak}}{V_{link}\sqrt{2}} \quad (6.37)$$

Substituindo  $\bar{v}_{link} = V_{link} + \hat{v}_{link}$  e  $I_{ac,peak} = I_{ac,peak,ss} + \hat{I}_{ac,peak}$ , onde  $I_{ac,peak,ss}$  é um valor constante de regime permanente, na equação (6.37), e em seguida aplicando a transformada de Laplace, a seguinte equação de pequenos sinais no domínio  $s$  é obtida:

$$s C_{link} \hat{v}_{link}(s) = \frac{3V_{ac,rms}\hat{I}_{ac,peak}(s)}{V_{link}\sqrt{2}} \quad (6.38)$$

Da equação (6.38) obtém-se a função de transferência:

$$G_{vbk}(s) = \frac{\hat{v}_{link}(s)}{\hat{I}_{ac,peak}(s)} = \frac{3V_{ac,rms}}{s C_{link} V_{link} \sqrt{2}} \quad (6.39)$$

A Fig. 6.23 mostra a malha de controle equivalente da tensão do barramento CC com a função de transferência  $G_{vbk}(s)$  e o compensador  $C_{vbk}(s)$ .

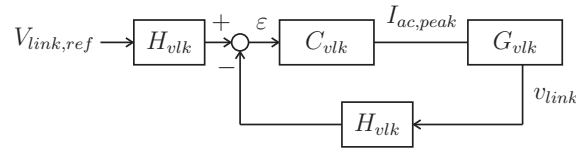


Figura 6.23: Malha de controle equivalente da tensão do barramento CC.

O compensador  $C_{vbk}(s)$  deve ser projetado para o controle adequado da tensão do barramento CC. A largura de banda do controle de malha fechada deve ser lenta para que a regulação da tensão do barramento CC não provoque oscilações nas amplitudes das correntes injetadas na rede. O controle deve ser suave e as amplitudes das correntes devem oscilar lentamente quando a injeção de potência no barramento sofre variações. No regime permanente a tensão do barramento CC é estabilizada no valor desejado e varia lentamente na ocorrência de flutuações na injeção de potência.

Em algumas situações pode ser difícil projetar um compensador que atenda o limite de sobretensão do barramento CC e ao mesmo tempo possibilite o controle com oscilações lentas, portanto deve haver um compromisso entre a largura de banda e a quantidade de sobretensão no barramento quando há variações bruscas na injeção de potência.

## 6.5 Conclusões

Este capítulo apresentou o desenvolvimento dos sistemas de controle do estágio CC-CA, que é constituído por um inversor trifásico conectado à rede elétrica por meio de um filtro indutivo. O estudo apresentado não teve a intenção de explorar à exaustão o assunto, mas apenas apresentar a constituição e o projeto de um conversor básico que opera satisfatoriamente e realiza a injeção de correntes senoidais sincronizadas com as tensões da rede elétrica. Foram estudados e simulados controladores de correntes baseados em alguns tipos de compensadores lineares. Também foi estudado o sistema de controle que faz a regulação da tensão de entrada do estágio, ou seja, a tensão sobre o capacitor do barramento CC.

## Capítulo 7

# Construção de um sistema fotovoltaico com conversor de dois estágios trifásico conectado à rede elétrica

### 7.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é apresentar o projeto, a construção e os resultados de um conversor trifásico de dois estágios para a conexão de um conjunto fotovoltaico à rede elétrica de distribuição de baixa tensão de 127 V/220 V. O conversor construído foi testado em uma instalação fotovoltaica de 7,5 kW.

Neste trabalho foi escolhida a estrutura de dois estágios de conversão, com um conversor CC-CC na entrada, recebendo energia dos painéis solares, e um conversor CC-CA trifásico fazendo a conexão com a rede elétrica na saída, como ilustra a Fig. 7.1.

Dentre as diversas possibilidades para a construção de um conversor para um sistema fotovoltaico conectado à rede, como as apresentadas no Capítulo 2, a estrutura de dois estágios é interessante por fazer o desacoplamento das tensões de entrada e da saída. O conversor CC-CC pode operar dentro de uma ampla faixa de tensões de entrada, podendo adaptar-se a vários tipos de conjuntos e de painéis solares. Outra razão é que esta estrutura permite a estratégia de



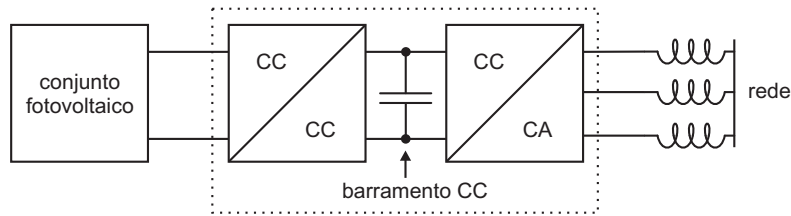


Figura 7.1: Sistema empregando um conversor com dois estágios.



Figura 7.2: Instalação fotovoltaica de 7,5 kW da UNICAMP.

modularização apresentada na Fig. 2.14, na página 29, na qual diversos conversores CC-CC podem alimentar um único conversor CC-CA conectado à rede.

## 7.2 Conjunto fotovoltaico

O conjunto fotovoltaico empregado nos experimentos com o conversor é composto por 60 painéis do tipo KC125TM, fabricados pela Kyocera. O conjunto, mostrado na Fig. 7.2, é organizado conforme a ilustração da Fig. 7.3. As características do painel fotovoltaico encontradas na folha de dados do fabricante são listadas na Tabela 7.1, enquanto a Tabela 7.2 lista as características do conjunto de  $20 \times 3$  painéis.

Usando o método de modelagem de dispositivos fotovoltaicos apresentado no Capítulo 3 encontram-se para o módulo fotovoltaico em questão os parâmetros listados na Tabela 7.3. A

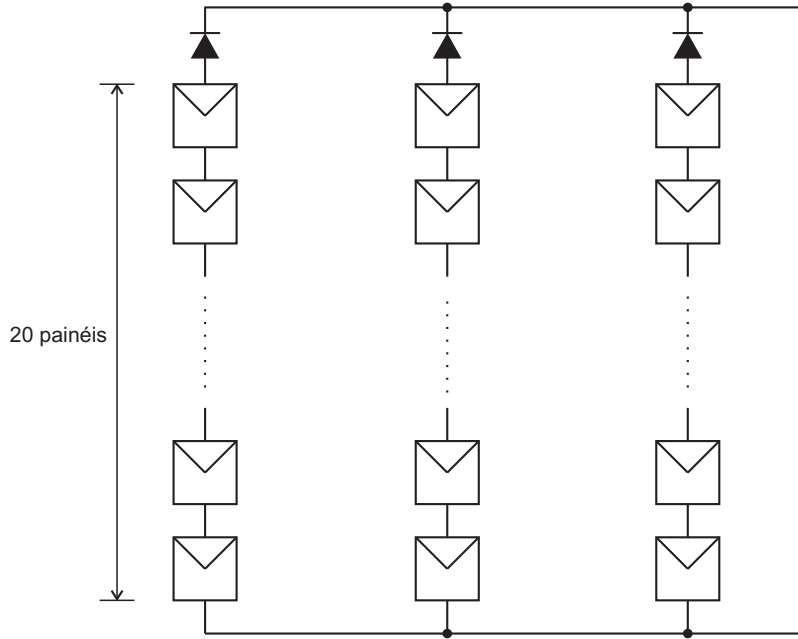


Figura 7.3: Organização do conjunto fotovoltaico  $20 \times 3$ .

Tabela 7.1: Parâmetros do módulo fotovoltaico KC125TM nas condições nominais de temperatura e irradiação ( $T = 25^\circ\text{C}$ ,  $G = 1000 \text{ W/m}^2$ ).

$I_{mp}$	7,26 A
$V_{mp}$	17,4 V
$P_{mp}$	125,28 W
$V_{oc}$	21,7 V
$I_{sc}$	8 A
$K_V$	-0,0821 V/K
$K_I$	0,00318 A/K

Tabela 7.2: Parâmetros do conjunto fotovoltaico composto por  $60 \times 3$  painéis KC125TM nas condições nominais de temperatura e irradiação ( $T = 25^\circ\text{C}$ ,  $G = 1000 \text{ W/m}^2$ ).

$I_{mp}$	21,606 A
$V_{mp}$	348 V
$P_{mp}$	7516,8 W
$V_{oc}$	434 V
$I_{sc}$	24 A
$K_V$	-0,0821 V/K
$K_I$	0,00318 A/K

Tabela 7.3: Parâmetros do modelo ajustado (25 °C, AM1,5, 1000 W/m<sup>2</sup>).

$a$	1,1
$I_{0,n}$	$4,3684 \cdot 10^{-9}$ A
$I_{pv}$	8,032355 A
$R_p$	42,163178 $\Omega$
$R_s$	0,170520 $\Omega$

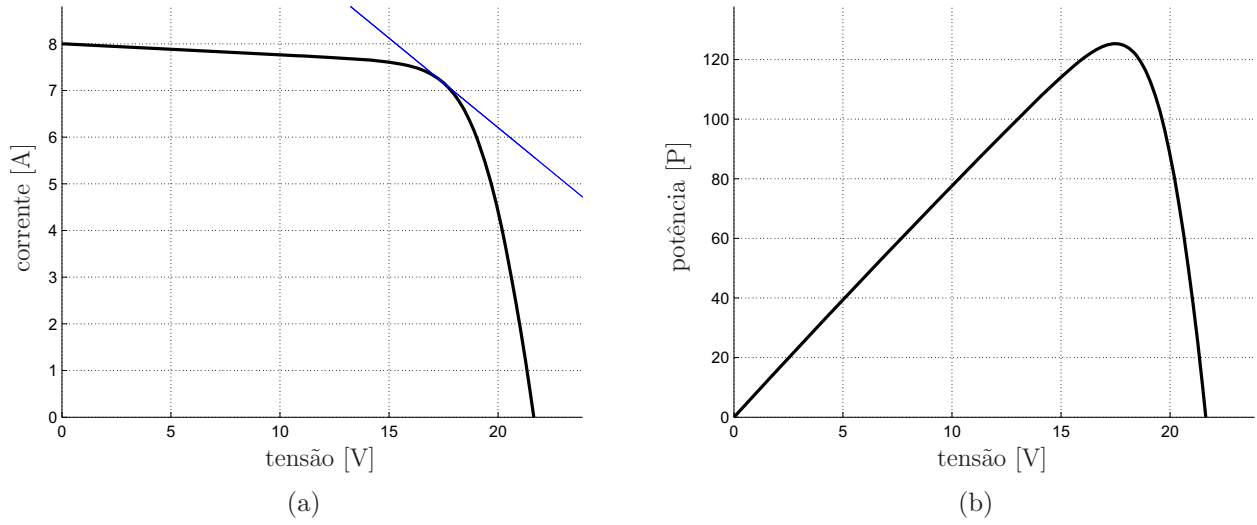


Figura 7.4: Curvas  $I \times V$  e  $P \times V$  do modelo do painel KC125TM.

Fig. 7.4 mostra as curvas  $I \times V$  e  $P \times V$  do painel com o modelo obtido, traçadas com o programa mostrado no Apêndice A.

A linearização do modelo do painel KC125TM no ponto de máxima potência fornece:

$$V_{eq} = 36,1567 \text{ V} \quad , \quad R_{eq} = 2,6051 \Omega \quad (7.1)$$

O modelo linear do conjunto de  $20 \times 3$  painéis tem os seguintes parâmetros:

$$V_{eq} = 36,1567 \times 20 = 723,1863 \text{ V} \quad , \quad R_{eq} = 2,6051 \times 20/3 = 17,3697 \Omega \quad (7.2)$$

A Fig. 7.5 mostra as curvas do conjunto  $20 \times 3$  obtidas com o programa mostrado no Apêndice A. Na Fig. 7.5(a) é mostrada a curva linear do conjunto no ponto de máxima potência.

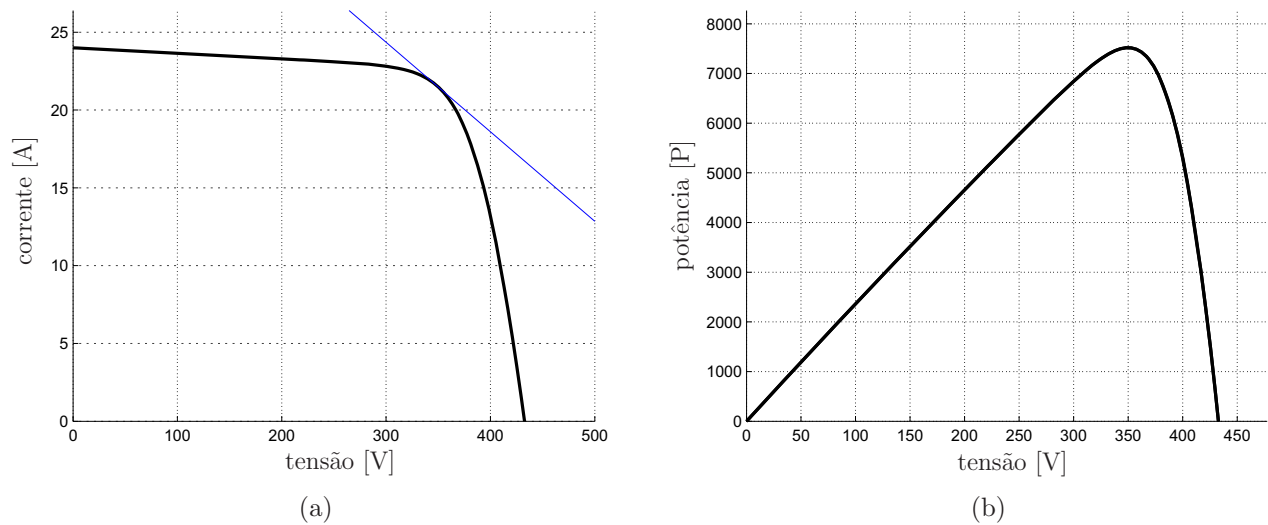


Figura 7.5: Curvas  $I \times V$  e  $P \times V$  do conjunto de  $20 \times 3$  painéis KC125TM obtidas a partir do modelo matemático.

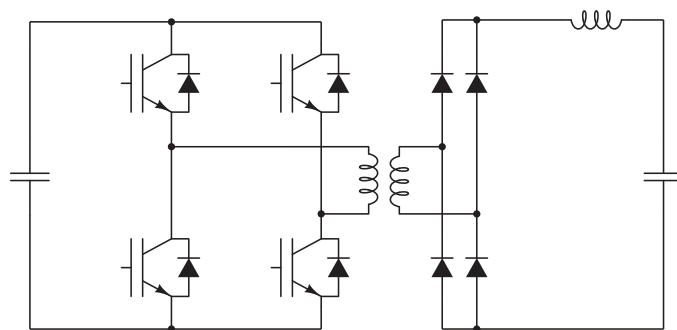
## 7.3 Estágio CC-CC

Esta seção descreve o projeto e a construção do conversor CC-CC. Inicialmente é feita a justificativa sobre a escolha da estrutura do conversor, que é seguida pela modelagem matemática do conversor e pela descrição do sistema de controle empregado. No final da seção são mostrados resultados da simulação computacional do conversor CC-CC. O circuito simulado possui as mesmas características do conversor experimental construído e um modelo representando o conjunto fotovoltaico de 60 painéis (descrito na seção anterior) é utilizado.

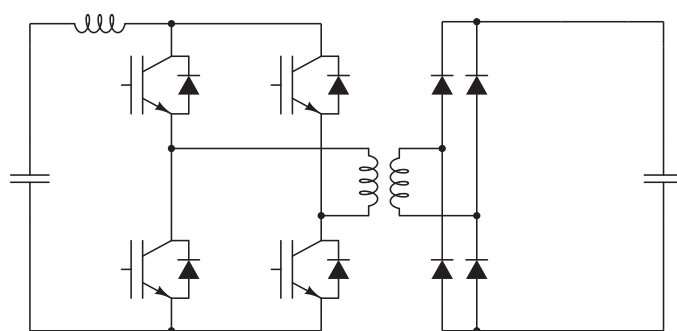
### 7.3.1 Escolha da estrutura do conversor e suas características

Foi escolhida para este conversor a estrutura em ponte completa (*full-bridge*) do tipo *buck* com transformador isolador, mostrada na Fig. 7.6(a). Esta estrutura é adequada para o nível de potência do conversor e o uso de estruturas semelhantes foi relatado com sucesso em alguns trabalhos encontrados na literatura [186–189]. A estrutura em ponte completa é robusta, simples e permite ainda a utilização de chaveamento ressonante com apenas algumas modificações [189,190].

Alternativamente, a estrutura do tipo *boost* mostrada na Fig. 7.6(b) poderia ter sido empregada.



(a) Conversor do tipo *buck*.



(b) Conversor do tipo *boost*.

Figura 7.6: Estruturas de conversor em ponte completa (*full-bridge*).

O esquema de chaveamento da estrutura *boost* é ligeiramente diferente, pois os quatro transistores da ponte podem ser ligados ao mesmo tempo durante uma fração do período do chaveamento, quando o indutor recebe energia. Esta estrutura, por ser elevadora de tensão, permite o uso de um transformador com relação de espiras menor. Entretanto, o indutor deve ser dimensionado para suportar a corrente de entrada, que é muito maior do que a corrente de saída no secundário do transformador.

As diferenças entre as estruturas *buck* e *boost* são analisadas na literatura [36, 191]. Estudos apontam que a eficiência do conversor *boost* é ligeiramente maior, justamente pelo fato de os quatro transistores da ponte conduzirem simultaneamente durante um intervalo de tempo, consequentemente reduzindo a resistência de condução dos transistores devido ao paralelismo das chaves. Entretanto, conforme a referência [191], o conversor *boost* precisa de circuitos de grampeamento adicionais para ter um desempenho satisfatório, o que o torna ligeiramente mais complicado do que o conversor *buck*. Diante deste fato e da pequena diferença de eficiência entre as duas possíveis estruturas [36], escolheu-se o conversor do tipo *buck*. O relato bem sucedido em [192] do emprego de um conversor com as mesmas características confirma a adequação da escolha.

Para o nível de tensão de entrada desejado, para o uso com o conjunto de painéis solares descrito na seção anterior, escolheu-se um transformador com relação de espiras 1:2,5. Este número foi determinado por simulação, considerando a queda de tensão causada pelas perdas de condução das chaves. O transformador foi encomendado a uma empresa especializada com as seguintes especificações: tensão no primário de 400 V, corrente no primário de 40 A, tensões e correntes com formas de onda quadradas de 20 kHz.

Na entrada do conversor foi usada uma associação de capacitores eletrolíticos com capacitância equivalente  $C_{pv} = 5405 \mu\text{F}$  e ESR (*equivalent series resistance*) igual a  $R_C = 3,54 \text{ m}\Omega$  (calculado com valores típicos das folhas de dados). Os capacitores de entrada absorvem a parcela CA da corrente de entrada da ponte completa e filtram a ondulação de tensão. A estrutura de ponte completa na entrada do conversor é constituída de quatro módulos de IGBT SK40GB123 da Semikron (com capacidade de condução de 40 A e tensão reversa de 1200 V), com dois módulos

paralelos constituindo cada ramo da ponte.

Na saída do conversor foi empregada uma ponte retificadora com diodos ISL9R30120G2, que são adequados para chaveamento em alta frequência, com capacidade de condução de 30 A e tensão de ruptura reversa de 1200 V. Cada ramo da ponte retificadora foi construído com uma associação série de quatro diodos para evitar a queima dos diodos durante os primeiros estágios do desenvolvimento, já que o conversor lidava com tensões que facilmente atingiam picos superiores a 1200 V – que depois foram atenuados com o uso de circuitos amaciadores (*snubbers*). O indutor de saída tem indutância de 2,3 mH e a resistência de aproximadamente 0,3  $\Omega$ .

### 7.3.2 Modelagem do conversor

A Fig. 7.7 mostra novamente a estrutura do conversor CC-CC com ponte completa de transistores (*full-bridge*) e transformador isolador. A seguir é feita a modelagem deste conversor para o controle da tensão de entrada, visando permitir a regulação da tensão do conjunto de painéis fotovoltaicos.

O primeiro passo da modelagem é observar na Fig. 7.8 as formas de onda simplificadas das tensões no transformador e na saída do retificador. O objetivo é substituir as tensões e correntes instantâneas pelos seus valores médios dentro do período de chaveamento do conversor. Isso permite obter um modelo médio sem as chaves e sem o transformador. O conjunto de componentes contido na caixa com terminais **1-2-3-4** deve ser substituído por um quadripolo equivalente, que representa o comportamento médio do circuito. Este método de modelagem é bem conhecido e encontra-se descrito em referências como [131–133]. O mesmo método foi usado no Capítulo 4 e nas referências [122–124] na modelagem do conversor *buck*, cujo comportamento é muito semelhante ao do conversor da Fig. 7.7, com a exceção da relação de espiras  $n$  introduzida pela presença do transformador elevador.

Das formas de onda de tensão as seguintes equações médias para o quadripolo **1-2-3-4** podem-se escrever as equações (7.3) e (7.4):

$$\bar{v}_{ret} = d\bar{v}_{pv}n \quad (7.3)$$

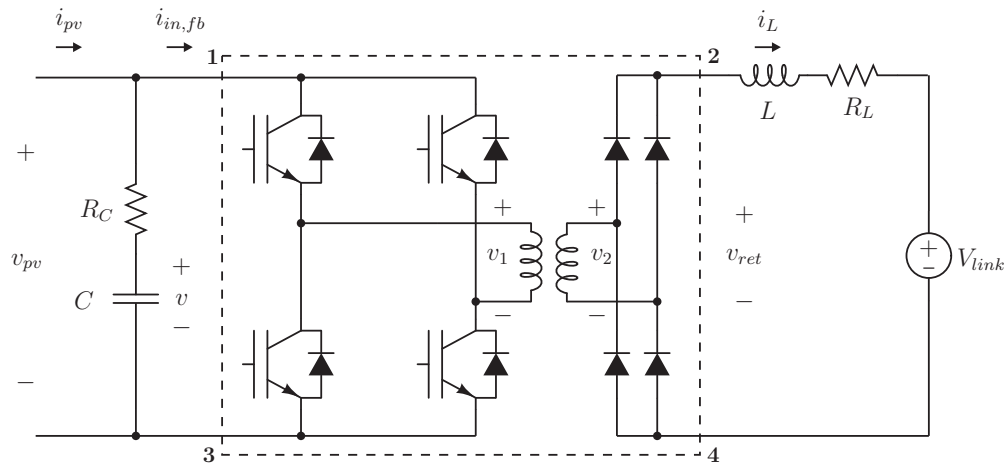


Figura 7.7: Conversor CC-CC com ponte completa.

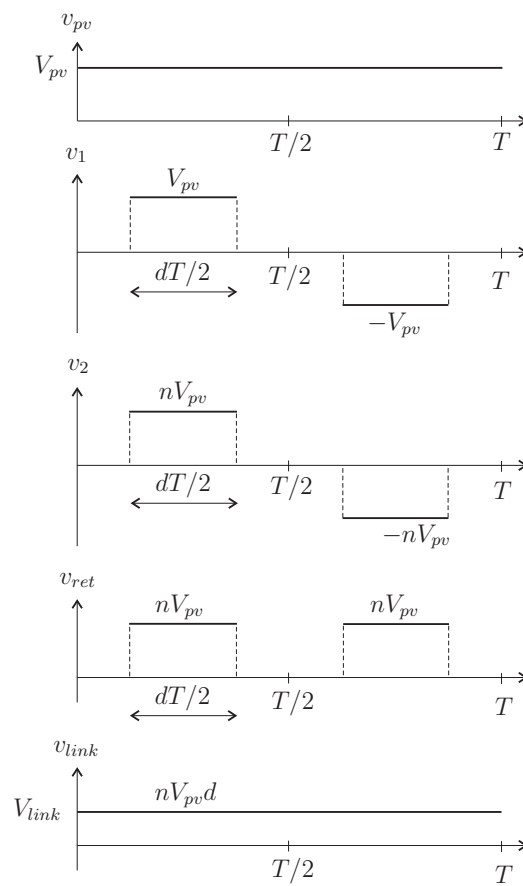


Figura 7.8: Formas de onda aproximadas das tensões de entrada e de saída do conversor em ponte completa.



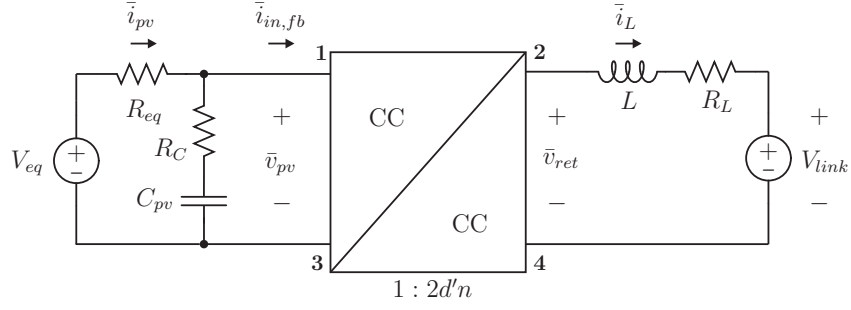


Figura 7.9: Circuito equivalente médio do conversor em ponte completa.

$$\bar{i}_{in,fb} = d\bar{i}_L n \quad (7.4)$$

onde  $\bar{v}_{ret}$  é a tensão média na saída do retificador,  $\bar{v}_{pv}$  é a tensão média na entrada do conversor,  $\bar{i}_{in,fb}$  é a corrente média na entrada da ponte completa (depois do capacitor),  $\bar{i}_L$  é a corrente média do indutor,  $n$  é relação de espiras secundário/primário do transformador e  $d$  é o ciclo de trabalho efetivo do conversor, computando os intervalos de condução de todas as chaves.

Com (7.3) e (7.4) o circuito equivalente da Fig. 7.9 é obtido, onde  $V_{eq}$  e  $R_{eq}$  são os parâmetros do modelo linear equivalente do conjunto de painéis fotovoltaicos no ponto de máxima potência.

As equações de estado médias do circuito da Fig. 7.9 são:

$$\frac{V_{eq} - \bar{v}_{pv}}{R_{eq}} - C \frac{d}{dt} \bar{v}_{pv} - \bar{i}_{in,fb} = 0 \quad (7.5)$$

$$\bar{v}_{ret} - R_L \bar{i}_L - V_{link} - L \frac{d}{dt} \bar{i}_L = 0 \quad (7.6)$$

Também é possível escrever, para o mesmo circuito, a equação da tensão do ramo do capacitor:

$$\bar{v}_{pv} = \bar{v} + R_C C \frac{d}{dt} \bar{v} \quad (7.7)$$

As equações (7.8) e (7.9) são obtidas da substituição de (7.3), (7.4) e (7.7) em (7.5) e (7.6):

$$\frac{V_{eq}}{R_{eq}} - \frac{\bar{v}}{R_{eq}} - \frac{R_C}{R_{eq}} C \frac{d}{dt} \bar{v} - C \frac{d}{dt} \bar{v} - \bar{i}_L n \quad (7.8)$$

$$dn\hat{v} + R_C C dn \frac{d}{dt} \bar{v} - R_L \bar{i}_L - V_{link} - L \frac{d}{dt} \bar{i}_L = 0 \quad (7.9)$$

As variáveis médias são definidas como a soma de um componente CC e um componente CA de pequeno sinal:

$$\bar{v}_{pv} = V_{pv} + \hat{v}_{pv} \quad (7.10a)$$

$$\bar{i}_L = I_L + \hat{i}_L \quad (7.10b)$$

$$d = D - \hat{d} \quad (7.10c)$$

Substituindo as definições (7.10) em (7.8) e (7.9) obtêm-se as equações (7.11) e (7.12):

$$V_{eq}/R_{eq} - V/R_{eq} - \hat{v}/R_{eq} - I_L nD - \hat{i}_L nD + I_L \hat{d}n - C \frac{d}{dt} \hat{v} + \hat{d} \hat{i}_L n - C R_C / R_{eq} \frac{d}{dt} \hat{v} = 0 \quad (7.11)$$

$$VnD - R_L \hat{i}_L - I_L R_L - V_{link} + n\hat{v}D - V\hat{d}n - \hat{d}n\hat{v} + C R_C nD \frac{d}{dt} \hat{v} - C R_C n\hat{d} \frac{d}{dt} \hat{v} - L \frac{d}{dt} \hat{i}_L = 0 \quad (7.12)$$

Desprezando os termos não lineares de (7.11) e (7.12) e aplicando a transformada de Laplace nas duas equações obtêm-se as duas seguintes equações de pequenos sinais no domínio da frequência:

$$I_L \hat{d}n - \hat{i}_L nD - \hat{v}/R_{eq} - C s \hat{v} - (C R_C s \hat{v})/R_{eq} = 0 \quad (7.13)$$

$$n\hat{v}D - R_L \hat{i}_L - V\hat{d}n - L \hat{i}_L s + C R_C n s \hat{v} D = 0 \quad (7.14)$$

A partir de (7.13) e (7.14) obtém-se a função de transferência  $G_{vd}(s)$  da tensão de entrada do conversor:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}'(s)} = \frac{\left(I_L n + \frac{V n D}{R_L + sL}\right) (1 + sCR_C)}{sC + \frac{1}{R_{eq}} + \frac{nD^2}{R_L + sL} + \frac{sCR_C}{R_{eq}} + \frac{sCR_C n D^2}{R_L + sL}} \quad (7.15)$$

A função de transferência  $G_{vd}(s)$  descreve o comportamento da tensão de entrada do conversor com relação à variável de controle  $\hat{d}' = 1 - \hat{d}$ .

### 7.3.3 Sistema de controle da tensão de entrada

A Fig. 7.10 mostra o esquema do controlador de malha fechada da tensão de entrada do conversor CC-CC usando um compensador linear. O compensador linear é projetado de acordo com as instruções apresentadas no Capítulo 4. Como foi visto no referido capítulo, o projeto do compensador é um tanto crítico devido à presença do pico ressonante e do giro de fase abrupto.

A função de transferência do modelo do conversor, dada pela equação (7.15), foi calculada com os parâmetros listados nas Tabelas 7.2 e 7.3, que reúnem as características do conversor e do conjunto de painéis fotovoltaicos.

A partir da função de transferência  $G_{vd}(s)$ , com o ganho de realimentação  $H_{vpv} = 1/600$  adotado neste projeto, projetou-se o compensador linear  $C_{vd}(s)$  usado no controlador ilustrado na Fig. 7.10. Neste caso foi possível obter um bom controle, com uma largura de banda intencionalmente estreita e margem de fase suficiente, com o compensador  $C_{vd} = 1 + 50/s$ .

A Fig. 7.11 mostra o diagrama de Bode do sistema controlado com o compensador projetado. A frequência de cruzamento foi posicionada em 260 rad/s, bem próximo da frequência do pico ressonante, o que possibilitou margem de fase grande para o sistema. Este compensador mostrou-se adequado para o controle do conversor tanto na simulação como nos experimentos cujos resultados serão apresentados adiante. Optou-se por uma frequência de cruzamento pequena, e conseqüentemente um controle lento, devido ao fato de o controle muito rápido do conversor, quando submetido a variações bruscas de tensão, originar picos de corrente no indutor de saída e na entrada da ponte (após o capacitor), causando o desligamento do conversor pelo acionamento dos circuitos de proteção. Um controle de tensão com tempo de resposta de algumas centenas de

milissegundos foi considerado adequado para este projeto.

Tabela 7.4: Parâmetros do conversor CC-CC e do modelo do conjunto fotovoltaico usados para obter a função de transferência  $G_{vd}(s)$ .

$L$	2,3 mH
$R_L$	0,3 $\Omega$
$C$	5405 $\mu$ F
$R_C$	3,54 m $\Omega$
$V_o$	450 V
$D$	0,5
$I_L$	10,8 A
$V$	348 V

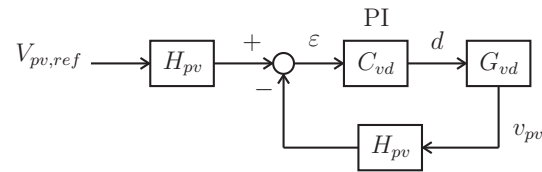


Figura 7.10: Controlador da tensão de entrada do conversor CC-CC.

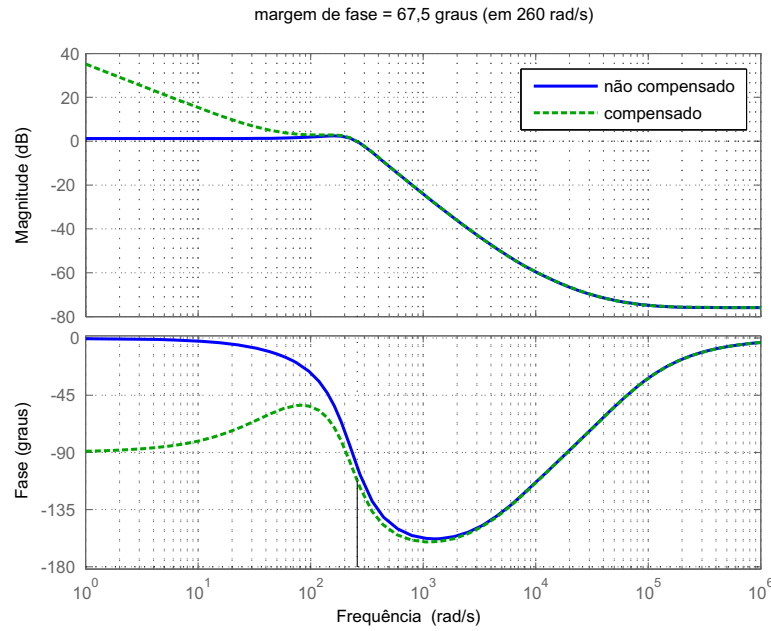


Figura 7.11: Diagrama de Bode da função de transferência da malha  $C_{vd}(s)G_{vd}(s)H_{vpv}$ .

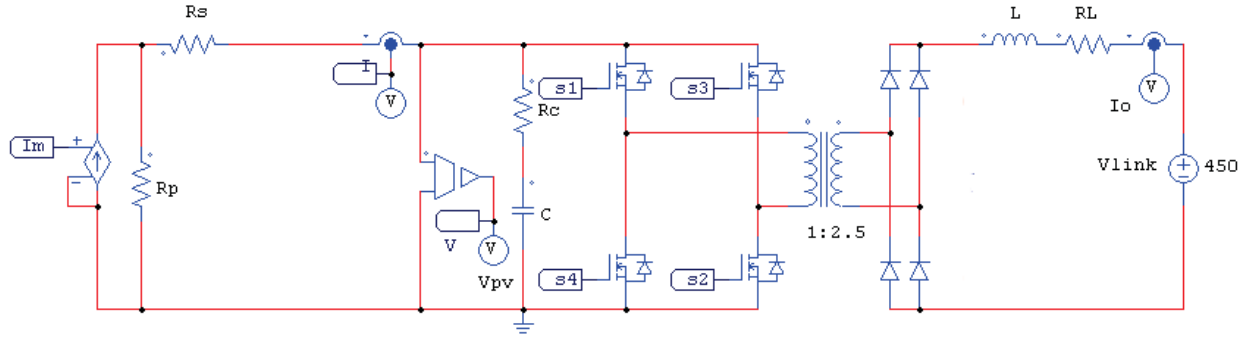


Figura 7.12: Circuito do conversor CC-CC com estrutura em ponte completa no simulador PSIM.

### 7.3.4 Simulação do conversor

As Figs. 7.12 - 7.14 mostram os esquemas empregados na simulação computacional do conversor. Na Fig. 7.12 encontra-se o conversor alimentado por um modelo de dispositivo fotovoltaico composto pela fonte de corrente e pelos resistores  $R_s$  e  $R_p$ . As equações do modelo [103, 104], construídas com diagramas de blocos, são mostradas na Fig. 7.13. A Fig. 7.14 ilustra o sistema de controle do conversor. A Fig. 7.15 mostra o resultado da simulação do conversor com a tensão de entrada controlada. Nesta figura o gráfico superior apresenta a tensão de entrada do conversor ( $v_{pv}$ ) e o gráfico inferior apresenta a corrente de entrada ( $i_{pv}$ ). Um pequeno degrau de 10 V foi impresso à tensão de entrada para permitir a observação do comportamento do conversor em situações deste tipo. Em uma situação prática o conversor é submetido a pequenas variações de tensão, menores do que 10 V, pois os algoritmos de MPPT trabalham com pequenos incrementos e decrementos de tensão.

### 7.3.5 Resultados experimentais

A seguir são apresentados alguns gráficos de tensão e corrente obtidos com o conversor CC-CC em funcionamento. Resultados adicionais deste conversor, mostrando a regulação da tensão de entrada, serão apresentados posteriormente, juntamente com demais resultados do protótipo completo em funcionamento.

As Figs. 7.16 e 7.17 mostram as tensões e correntes no primário e no secundário do transformador. A Fig. 7.20 mostra as tensões nas duas metades de uma perna do retificador

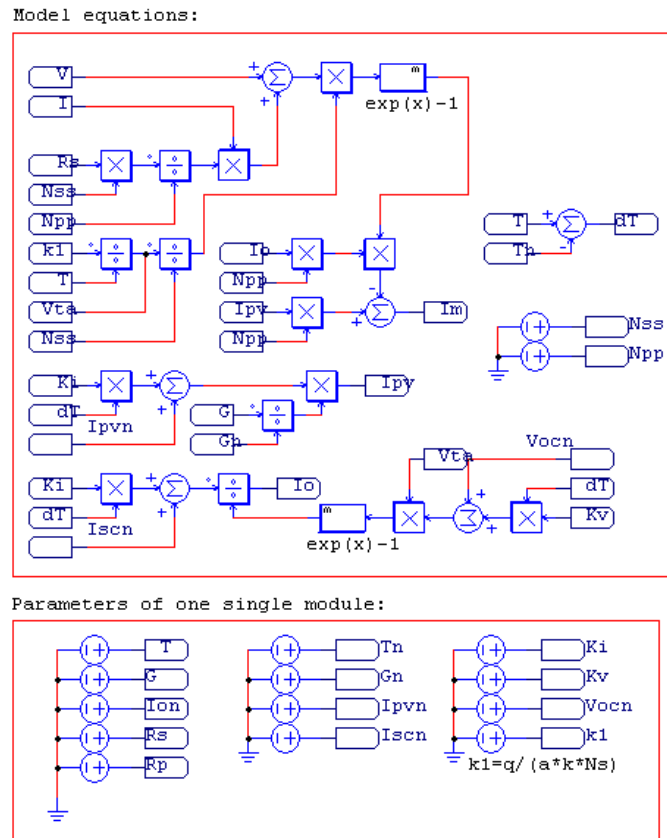


Figura 7.13: Modelo do conjunto de painéis solares implementado no simulador PSIM.

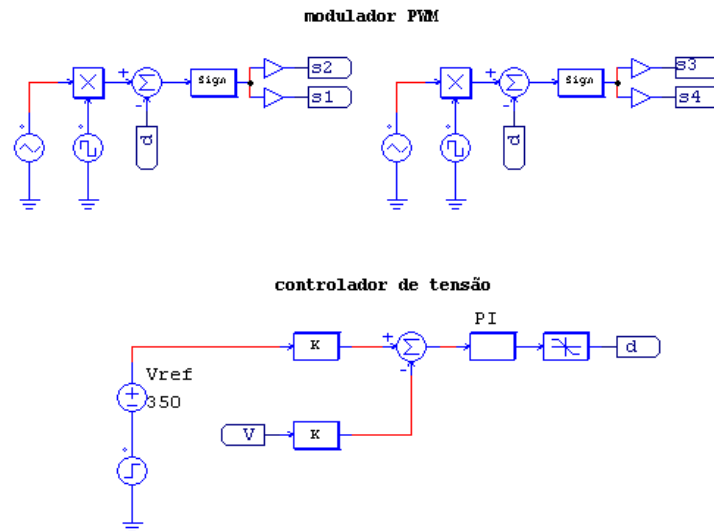


Figura 7.14: Esquema de controle do conversor CC-CC no simulador PSIM.

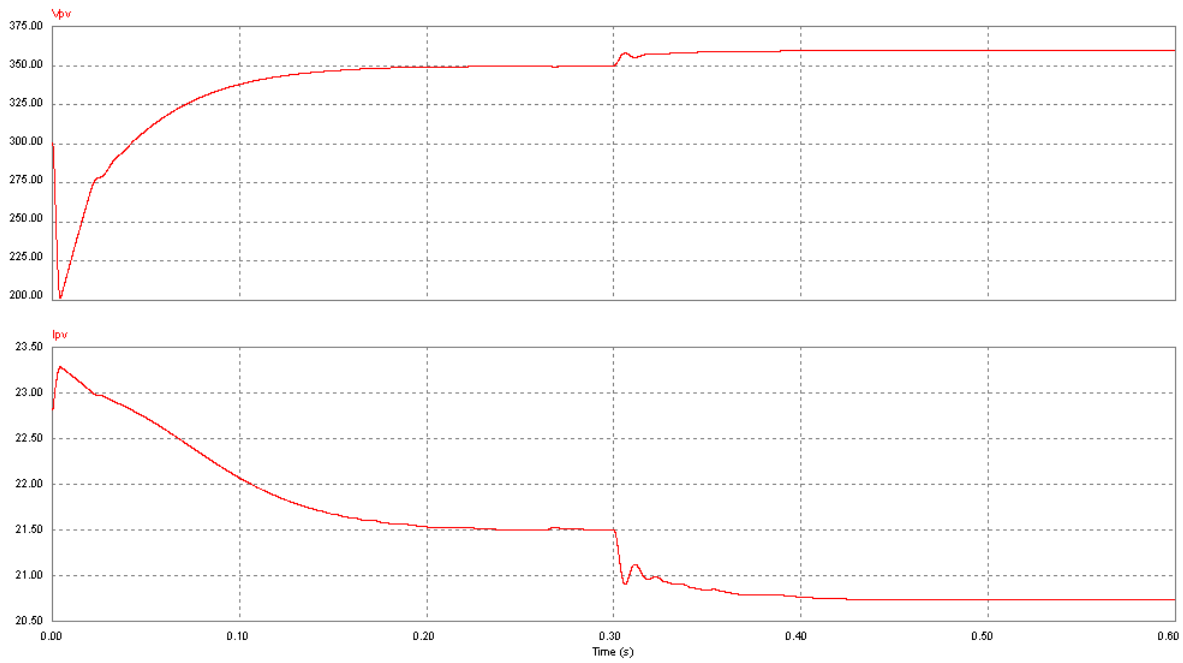


Figura 7.15: Resultado da simulação do conversor CC-CC com controle da tensão de entrada. Gráfico superior: tensão do conjunto fotovoltaico [V]. Gráfico inferior: corrente do conjunto fotovoltaico [A].

(cada meia perna corresponde a dois diodos em série). A Fig. 7.20 mostra tensões medidas sobre os amaciadores. As tensões dos diodos da ponte retificadora são corretamente equalizadas pelas redes resistivas, como se vê nas Figs. 7.20 e 7.21.

A Fig. 7.22 mostra algumas formas de onda do conversor CC-CC em funcionamento: corrente no indutor na saída do retificador (de aproximadamente 30 A), sinal de acionamento dos transistores de uma diagonal da ponte completa, tensão na saída da ponte completa (ou seja, a tensão no primário do transformador) e tensão no capacitor de saída do retificador (tensão de aproximadamente 500 V na saída do conversor CC-CC, no capacitor do barramento CC que é comum ao estágio CC-CA).

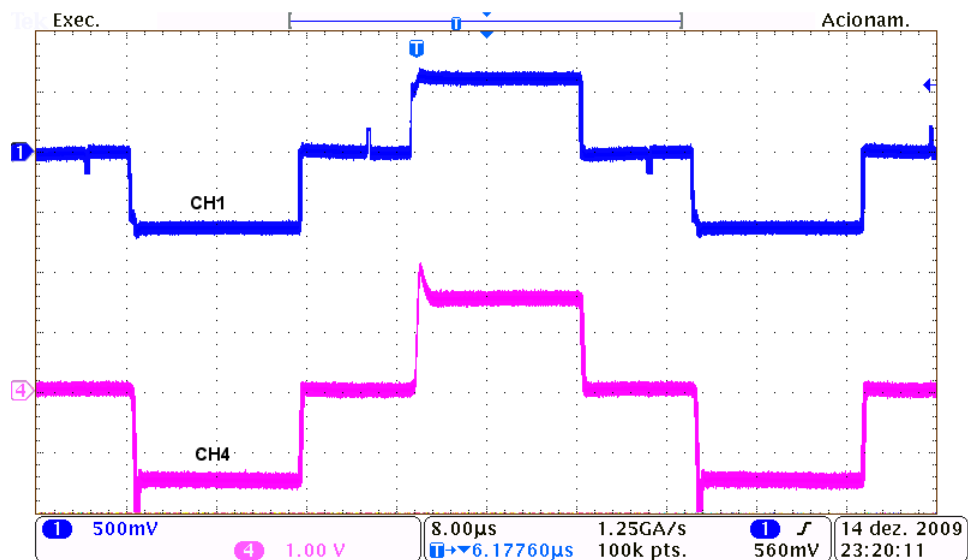


Figura 7.16: Conversor CC-CC. Tensões no primário (CH1) e no secundário (CH4) do transformador (250 V/div e 500 V/div).

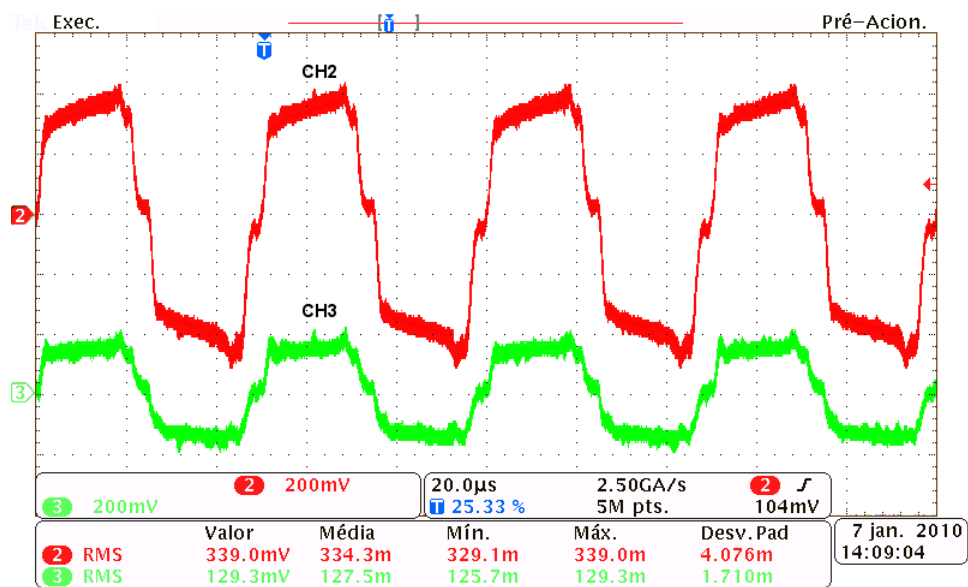


Figura 7.17: Conversor CC-CC. CH2: Corrente no primário de aproximadamente 34 A rms (20 A/div). CH3: Corrente no secundário do transformador de aproximadamente 13 A rms (20 A/div).



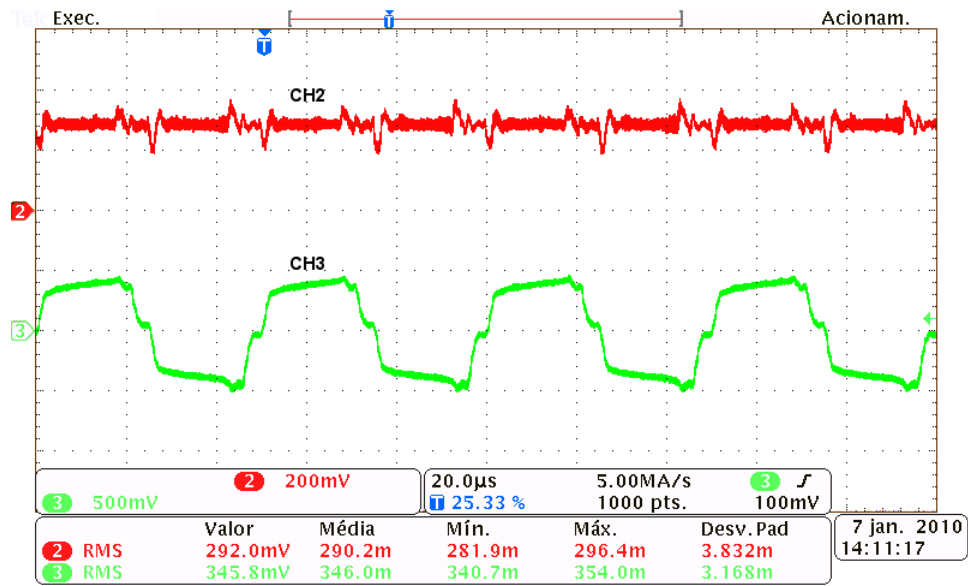


Figura 7.18: Conversor CC-CC. CH2: Corrente de entrada do conversor (filtrada pelo capacitor de entrada) (20 A/div). CH3: Corrente no primário do transformador (50 A/div).

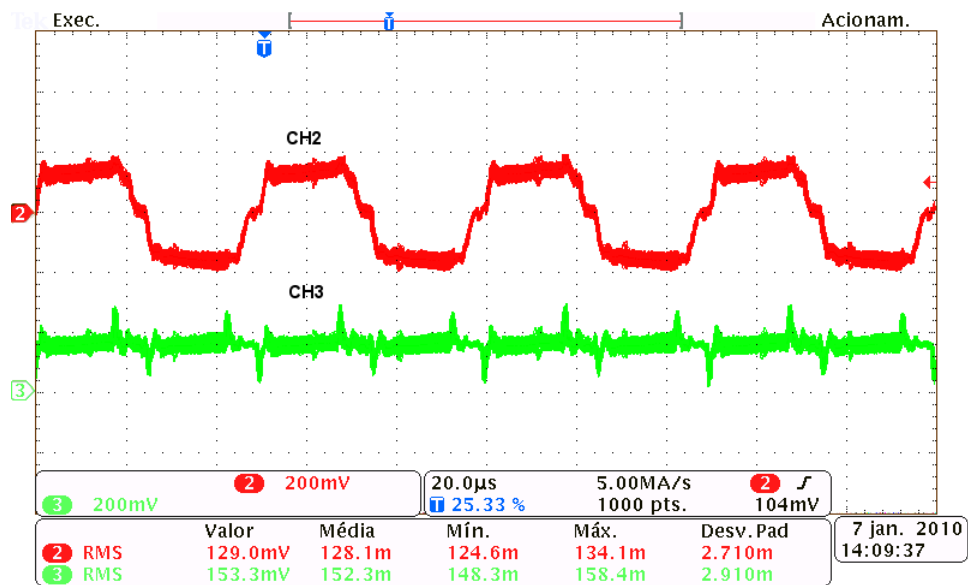


Figura 7.19: Conversor CC-CC. CH2: Corrente no secundário do transformador (20 A/div). CH3: Corrente no indutor de saída do retificador (20 A/div).

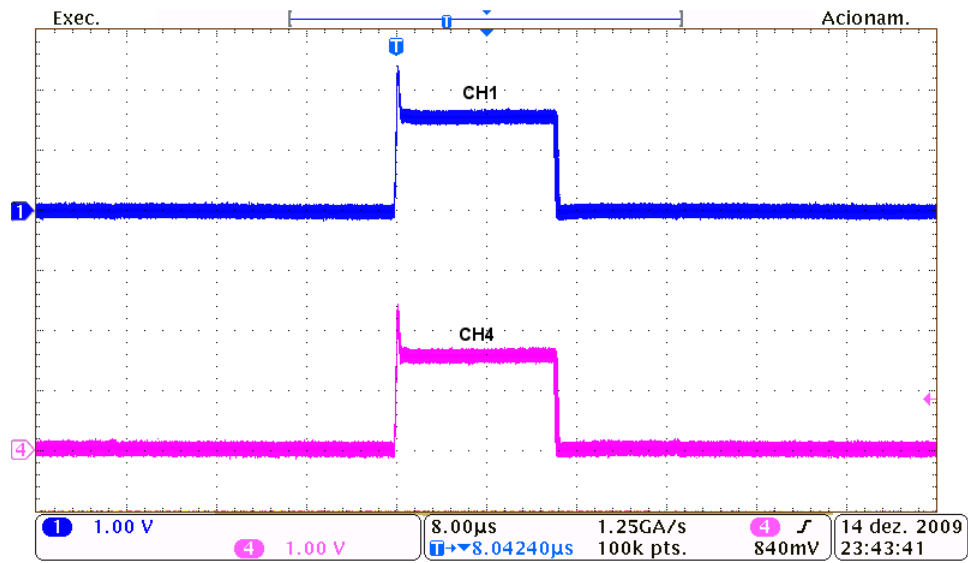


Figura 7.20: Conversor CC-CC. Tensões nas metades de uma perna do retificador. Cada meia perna corresponde a dois diodos em série (500 V/div).

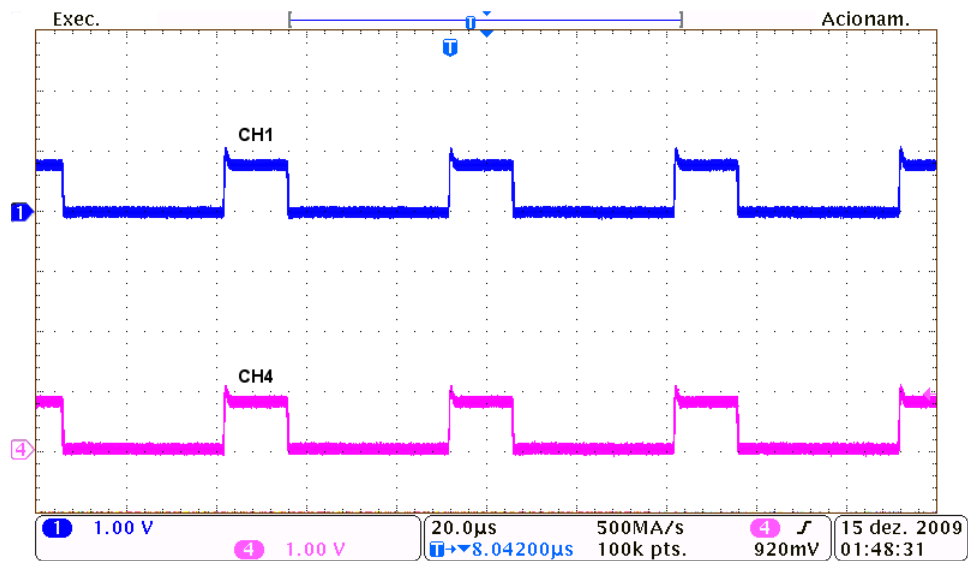


Figura 7.21: Conversor CC-CC. Tensões nos diodos da ponte retificadora (500 V/div).

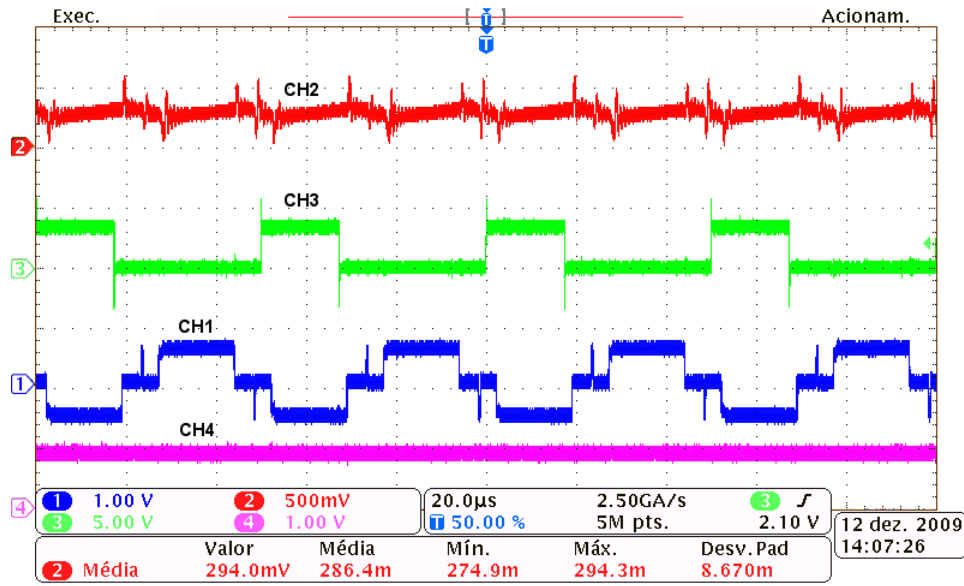


Figura 7.22: Conversor CC-CC. CH2: Corrente no indutor de saída do retificador (50 A/div). CH3: Sinal de acionamento dos transistores de uma diagonal da ponte completa. CH1: Tensão na saída da ponte completa (500 V/div). CH4: Tensão no capacitor de saída do retificador (500 V/div).

## 7.4 Estágio CC-CA

### 7.4.1 Estrutura do conversor e características

O estágio CC-CA é composto pelo inversor mostrado na Fig. 7.23. O inversor é conectado à rede elétrica pelo filtro indutivo  $L$ . O capacitor  $C_f$  ajuda a atenuar a injeção de correntes de alta frequência na rede elétrica.

O inversor é constituído de módulos IGBT SKM 100GB128D da Semikron, com capacidade de condução de corrente de 145 A e tensão reversa de 1200 V. Na entrada o inversor possui um barramento com capacitores totalizando  $C_{link} = 2350 \mu\text{F}$ . Na saída são empregados indutores de 2 mH (com resistência série CC de  $0,3 \Omega$ ) e o filtro de alta frequência é sintonizado em aproximadamente 2,5 kHz, com  $C_f = 2 \mu\text{F}$  e  $R_f = 10 \Omega$ .

O conversor CC-CA, através de seu sistema de controle, mantém constante a tensão  $v_{link}$  no barramento CC. O barramento CC recebe corrente do estágio CC-CA, que no circuito da Fig. 7.23 é representado pela fonte de corrente  $i_L$ .

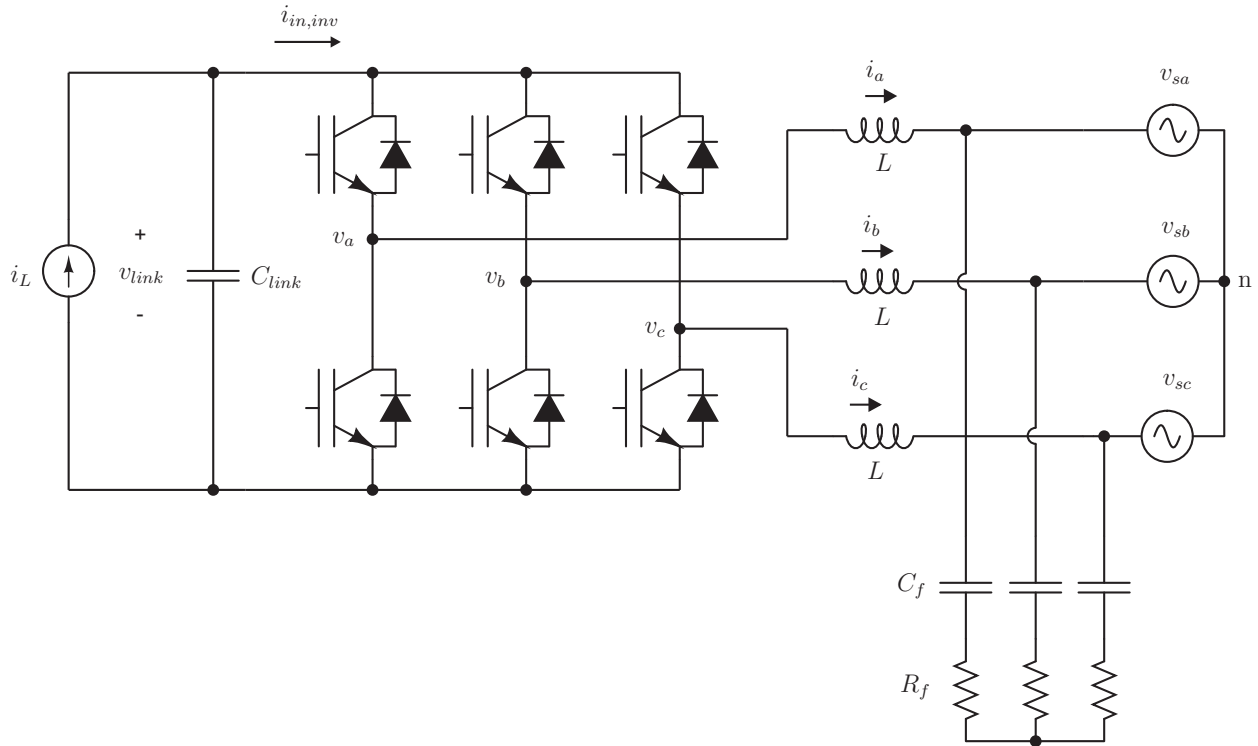


Figura 7.23: Inversor CC-CA trifásico conectado à rede elétrica.

## 7.4.2 Sistemas de controle

### Controle das correntes de saída

O sistema de controle de correntes é realizado com o compensador ressonante descrito no Capítulo 6, Seção 6.3.3. O controlador empregado é aquele mostrado na Fig. 6.19, com a aplicação dos compensadores nas variáveis de corrente no sistema  $\alpha\beta$ . Embora alguns trabalhos na literatura exemplifiquem a modelagem do sistema de controle de correntes incluindo na malha de controle a função de transferência do filtro de alta frequência, neste trabalho sua influência é desprezada pois a largura de banda do controle é inferior à frequência de corte do filtro. Desta forma o controlador de correntes do inversor CC-CA fica reduzido ao esquema de malha fechada ilustrado na Fig. 7.24.

Desprezando o atraso da modulação de tensão do inversor e considerando o uso da técnica SVPWM, é possível aproximar a relação entre a tensão de fase na saída do inversor [169, 193] e a referência de entrada (com amplitude unitária) pelo ganho:

$$G_{inv} = \frac{V_{link}}{\sqrt{3}} \quad (7.16)$$

A planta correspondente aos elementos na saída do inversor, desprezando o efeito do filtro composto por  $C_f$  e  $R_f$  e incluindo a resistência ôhmica  $R$  do indutor, é:

$$G_p = \frac{1}{R + sL} \quad (7.17)$$

Considerando a tensão do barramento CC estabilizada em  $V_{link} = 450$  V, com o ganho de realimentação de corrente  $H_{iac} = 1/40$  e com os valores de  $R = 0,3 \Omega$  e  $L = 2$  mH, tem-se a seguinte função de transferência de malha aberta:

$$G_{inv}(s)G_p(s)H_{iac} = \frac{6,495}{0,002s + 0,3} \quad (7.18)$$

O compensador da malha de controle é projetado de acordo com as instruções da Seção 6.3.3. A Fig. 7.25 mostra os diagramas de Bode da função de transferência de malha aberta (7.18) e da mesma função compensada com o compensador ressonante da equação (7.19), com  $k_p = 3,5$ ,  $k_i = 500$  e  $\omega_0 = 120\pi$  rad/s. Na mesma figura encontra-se, para efeito de comparação, a resposta do sistema com o compensador PI  $k_p + k_i/s$ , de onde se observa que nas altas frequências, acima de frequência de cruzamento, os comportamentos dos compensadores PI e P+RES são equivalentes.

$$C_{iv,res}(s) = k_p + \frac{2 k_i s}{s^2 + w_0^2} \quad (7.19)$$

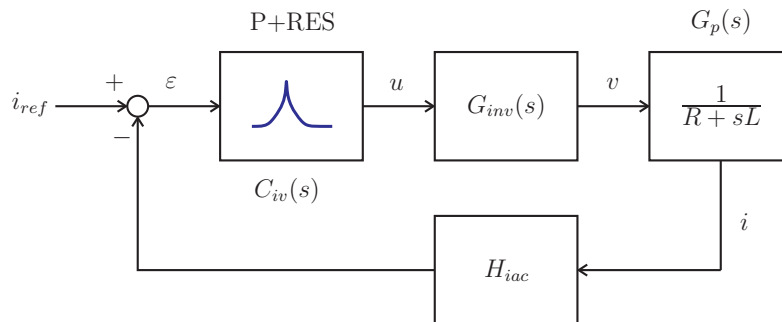


Figura 7.24: Malha de controle de corrente do inversor CC-CA.

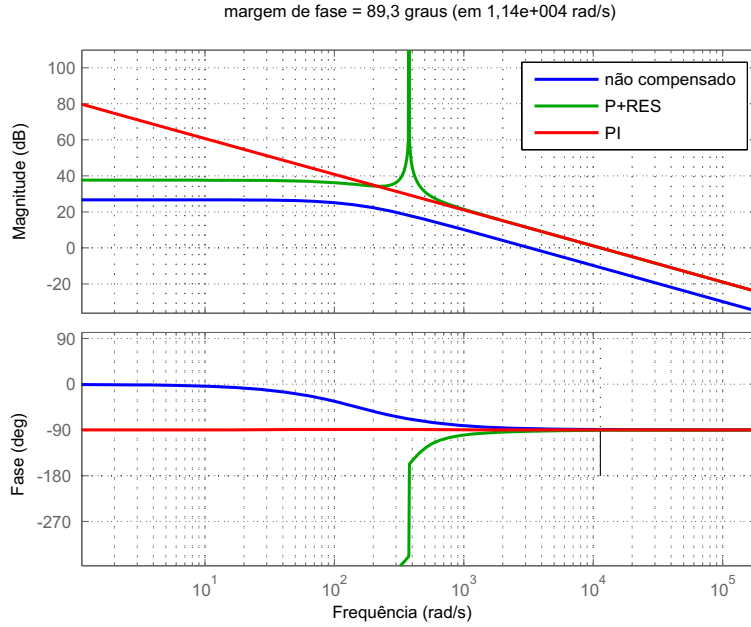


Figura 7.25: Respostas em frequência da malha aberta  $G_{inv}(s)G_p(s)H_{iac}$  e da mesma malha compensada com o compensador ressonante  $C_{iv}(s)$  e com o compensador PI convencional (com os mesmos valores de  $k_p$  e  $k_i$ ).

A Fig. 7.26 mostra as formas de onda de corrente obtidas experimentalmente com o controlador de correntes usando o compensador P+RES projetado. Os componentes de alta frequência foram filtrados pelo modo “média” do osciloscópio. A Fig. 7.27 mostra a corrente e a tensão de uma das fases. As formas de onda têm seu sincronismo assegurado pelo sistema de  $PLL$ . A mesma figura mostra a referência de corrente, à qual se sobrepõe a forma de onda da corrente medida, mostrando que os erros de fase e amplitude do controle de correntes são nulos.

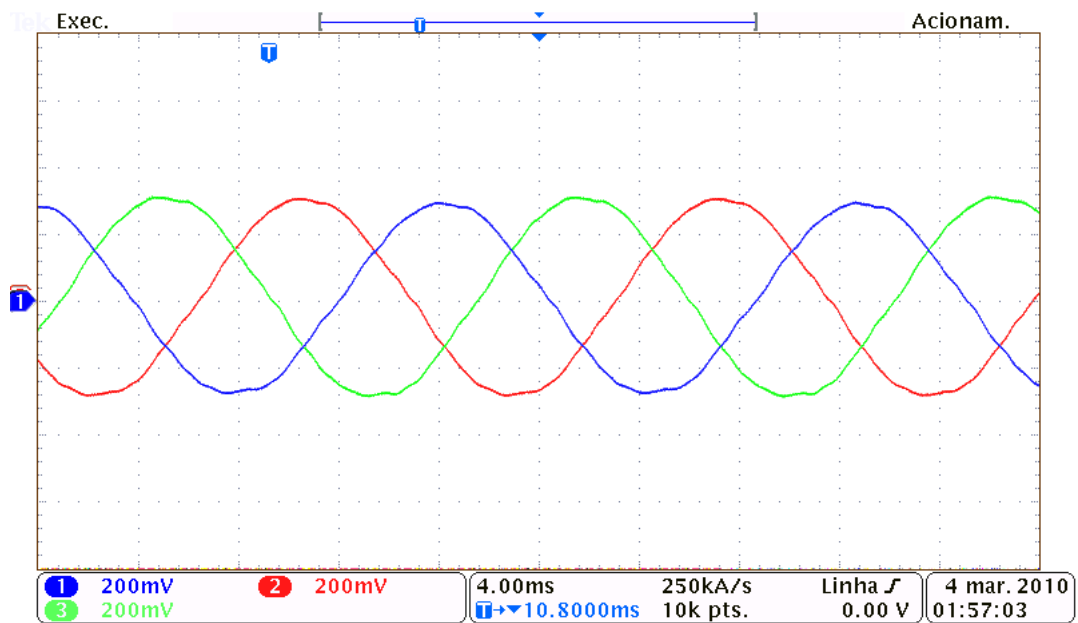


Figura 7.26: Correntes injetadas na rede elétrica trifásica (20A/div).

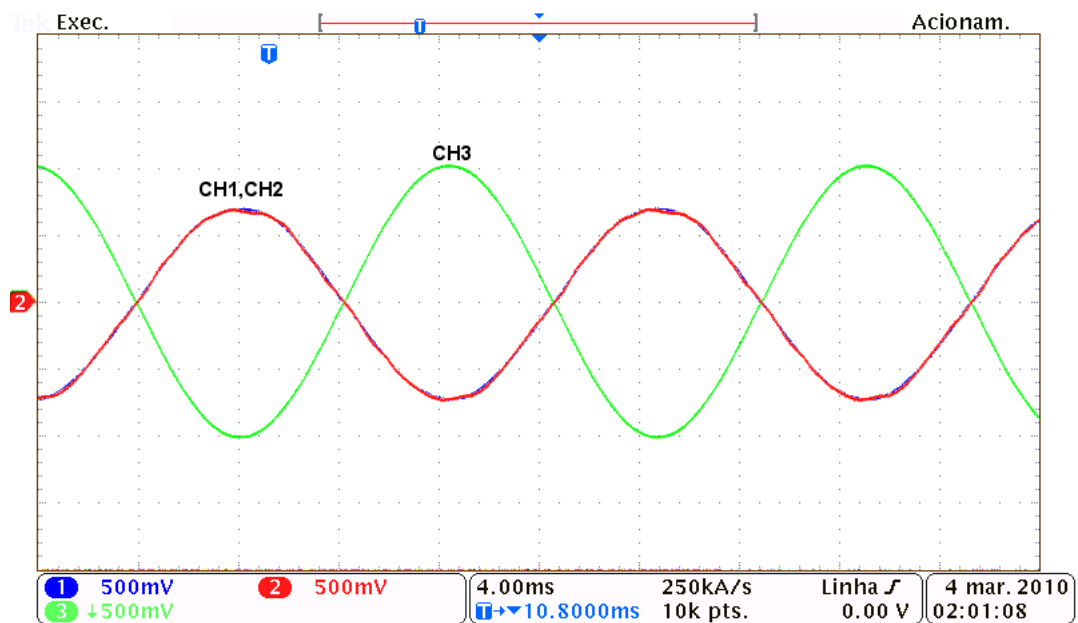


Figura 7.27: CH1, CH2: Referência de corrente e corrente injetada em uma fase da rede (20A/div). CH3: Tensão de fase da rede (p.u.), mostrando que a corrente da fase está sincronizada.

## Controle da tensão do barramento CC

Na Seção 6.4.2 foi apresentado o sistema de controle da tensão do barramento CC, considerando que o barramento é alimentado por uma fonte de corrente constante. Esta aproximação é suficientemente boa quando se considera que os controles dos conversores CC-CC e CC-CA são desacoplados, ou seja, o conversor CC-CA mantém sua tensão de entrada constante, enquanto o conversor CC-CC enxerga um barramento de tensão constante, injetando nele sua corrente de saída. As variações da corrente de saída do conversor CC-CC são distúrbios para o sistema de controle do conversor CC-CA.

A função de transferência do sistema a ser controlado com o objetivo de regular a tensão do barramento CC, vista na Seção 6.4.2, é rerepresentada na equação (7.20) a seguir. Esta função relaciona a variável controlada, que é a tensão do barramento CC, com a variável de controle, que é o valor de pico das correntes senoidais de saída do conversor CC-CA.

$$G_{v_{lk}}(s) = \frac{3 V_{ac(rms)}}{s C_{link} V_{link} \sqrt{2}} \quad (7.20)$$

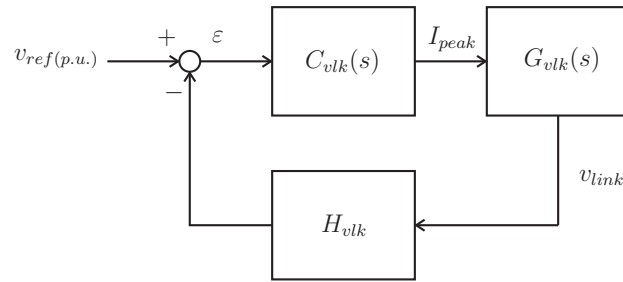


Figura 7.28: Malha de controle da tensão do barramento CC.

A Fig. 7.28 mostra a malha de controle da tensão do barramento CC. O compensador  $C_{v_{lk}}(s)$  fornece uma referência que determina o pico das correntes de saída. Como o controlador da tensão do barramento CC atua diretamente sobre as amplitudes das correntes do conversor, deseja-se que o controle possua uma largura de banda bastante estreita a fim de evitar flutuações nas amplitudes nas correntes injetadas na rede. O controle da tensão do barramento CC deve ser suave e deve regular a tensão média do barramento sem causar perturbações nas correntes de saída.



A orientação para o projeto de  $C_{vkl}(s)$  é obter uma frequência de cruzamento pequena, determinada pelo ganho proporcional, e escolher um ganho integral que possibilite a margem de fase adequada para que o controle não apresente *overshoot* excessivo. Pela necessidade de obter um controle lento muitas vezes é necessário fazer um compromisso entre largura de banda e *overshoot*. A eliminação do *overshoot* neste sistema de controle requer o aumento do ganho proporcional, que inevitavelmente eleva a largura de banda.

A Fig 7.29 mostra a resposta da malha de controle da tensão do barramento CC com o compensador  $C_{vkl}(s) = 5 + 500/s$ .

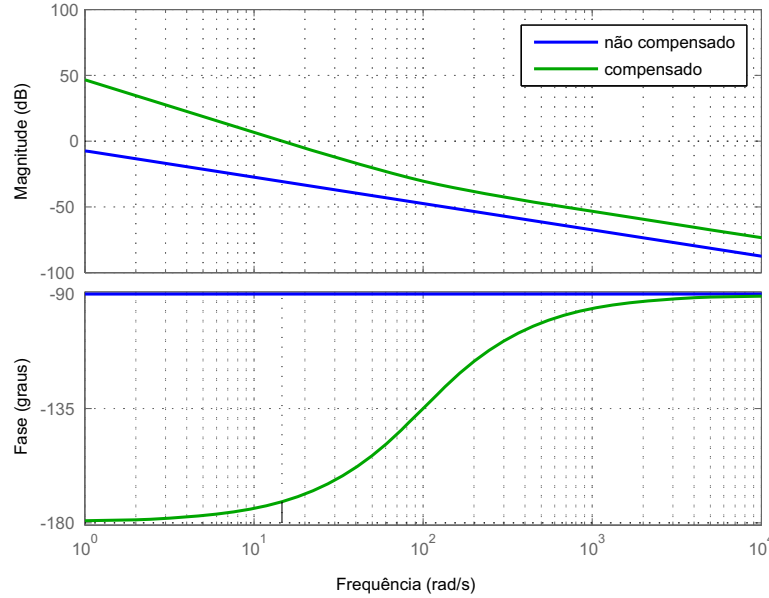


Figura 7.29: Respostas em frequência da malha aberta  $G_{vkl}(s)H_{vkl}$  e da mesma malha compensada com compensador  $C_{vkl}(s)$ .

### 7.4.3 Simulações

A Fig. 7.30 mostra o circuito do conversor simulado. O sistema de controle de correntes empregado é mostrado na Fig. 7.31. Dois compensadores P+RES atuam sobre os erros das variáveis de corrente no sistema  $\alpha\beta$ . Os sinais de saída dos compensadores são as referências de tensão do modulador SVPWM, que fornece os níveis de comparação para a geração dos pulsos de acionamento

das chaves do inversor, mostrados na Fig. 7.32. Os pulsos do inversor são gerados pela comparação dos sinais de saída do modulador SVPWM com um sinal triangular, conforme o esquema mostrado na Fig. 7.33.

Os geradores de tempo morto (*dead time*) da Fig. 7.34 foram usados na simulação para introduzir tempos mortos nos pulsos de acionamento das chaves do inversor, como ocorre na prática. O circuito atrasa em  $4\ \mu\text{s}$  as subidas dos pulsos, permitindo observar na simulação o efeito dos tempos mortos nas correntes de saída do inversor. A Fig. 7.35 mostra as correntes trifásicas do inversor sem a existência de tempo morto, enquanto a Fig. 7.36 mostra as mesmas correntes quando o tempo morto é introduzido nos sinais de acionamento. É possível observar, na Fig. 7.36, distorções causadas nos cruzamentos com o zero das correntes.

A Fig. 7.37 mostra o esquema do controlador de tensão do barramento CC. O compensador, que neste caso é um PI com função de anti-saturação (*antiwindup*), fornece o valor de pico das três referências senoidais que são fornecidas para o controlador de correntes. Os sinais senoidais são sincronizados com as tensões da rede pelo sistema de PLL (*phase-locked loop*) apresentado na Seção 6.4.1.

A Fig. 7.38 mostra as correntes sintetizadas e injetadas na rede pelo conversor simulado e a tensão do barramento CC. No tempo  $t = 0,5\ \text{s}$  o barramento CC recebe um degrau de 15 A, permitindo observar a resposta do controle. A tensão do barramento oscila lentamente e sofre um ligeiro *overshoot* até se estabilizar no valor de regime. As correntes na saída do inversor têm sua amplitude aumentada devido ao acréscimo da injeção de potência no barramento.

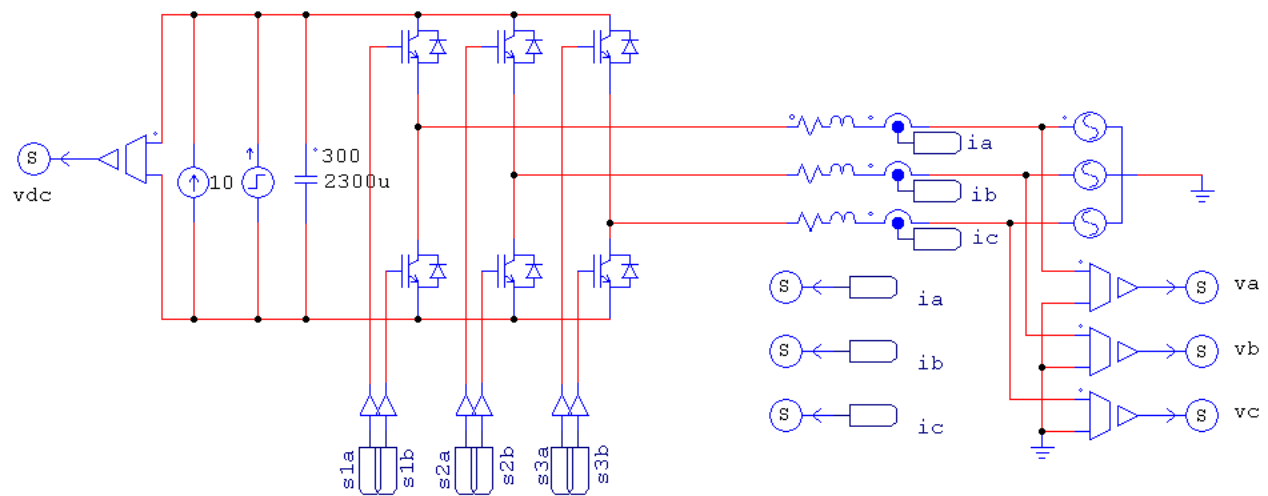


Figura 7.30: Inversor trifásico simulado no PSIM.

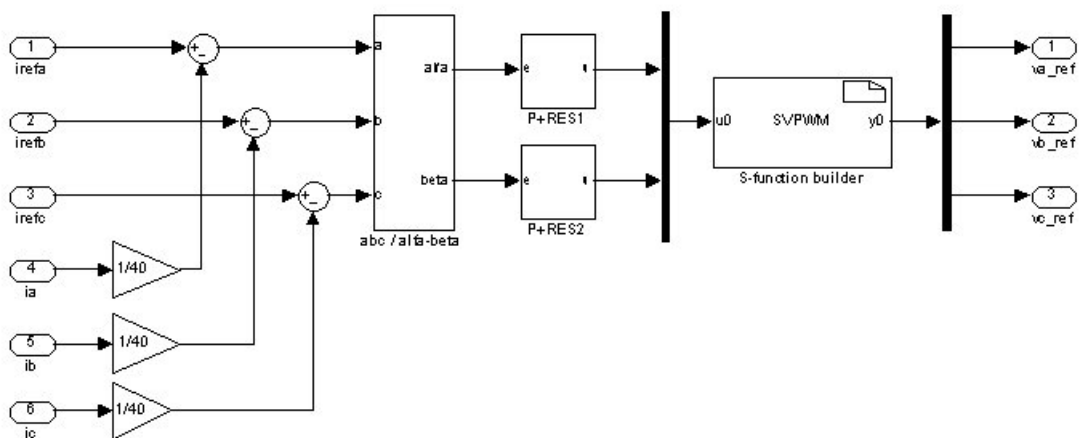


Figura 7.31: Controlador das correntes de saída do inversor elaborado com Matlab/Simulink. Este controlador foi usado em simulação simultânea do PSIM com o Matlab/Simulink.

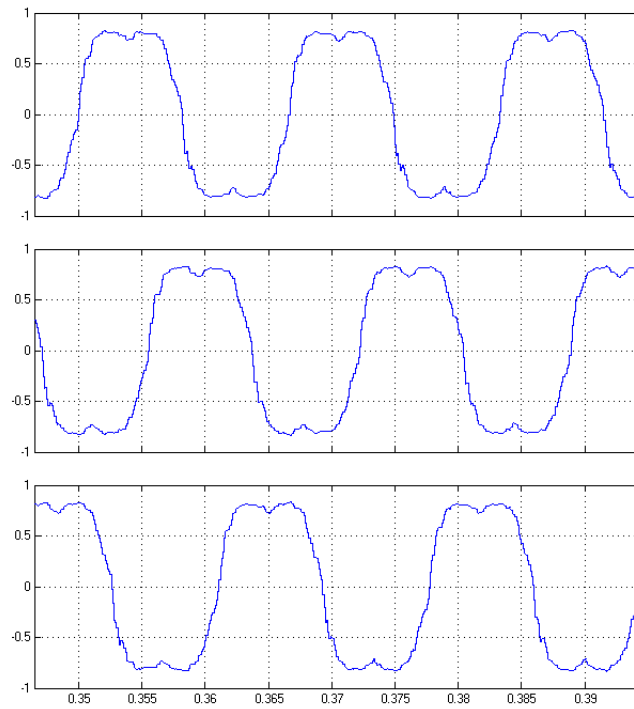


Figura 7.32: Referências de tensão produzidas pelo modulador SVPWM.

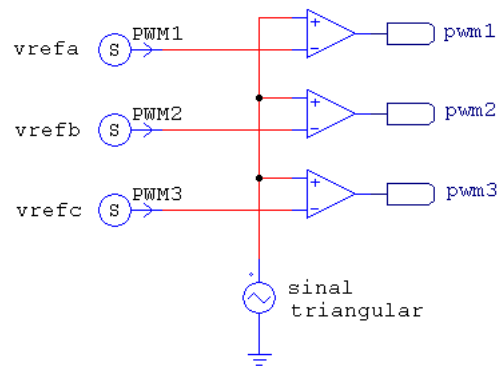


Figura 7.33: Gerador dos pulsos de acionamento do inversor elaborado no PSIM.

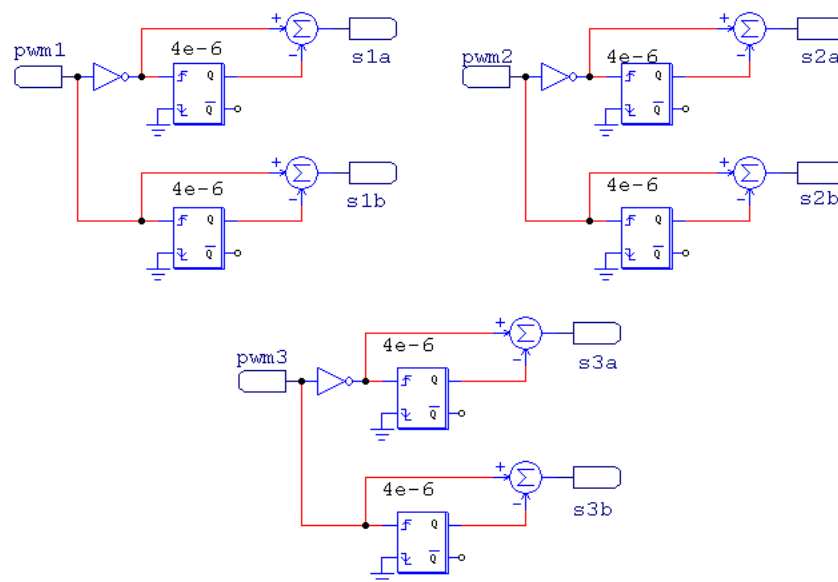


Figura 7.34: Geradores de tempo morto elaborados no PSIM.

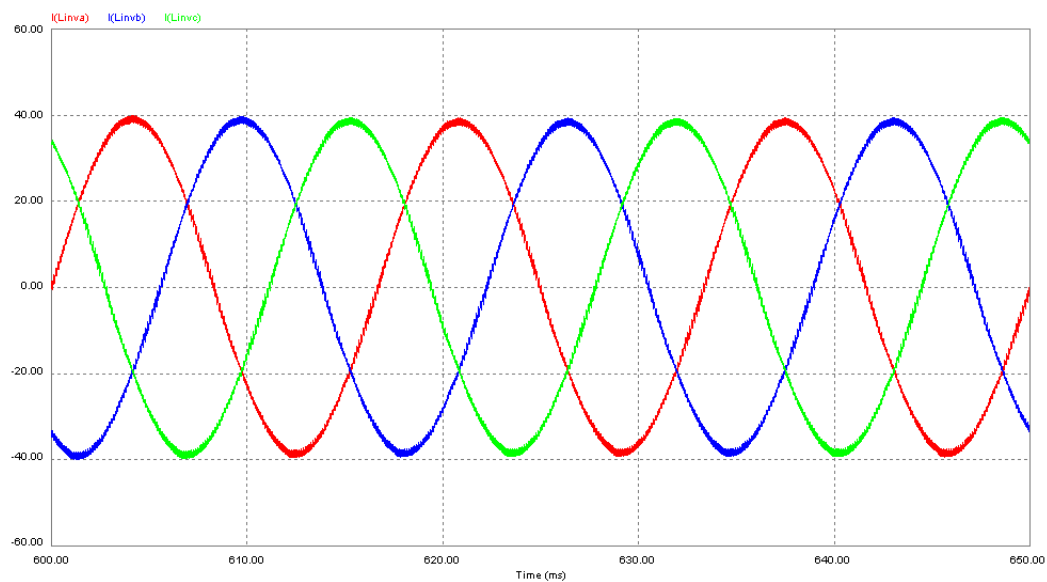


Figura 7.35: Correntes de saída do conversor simulado.

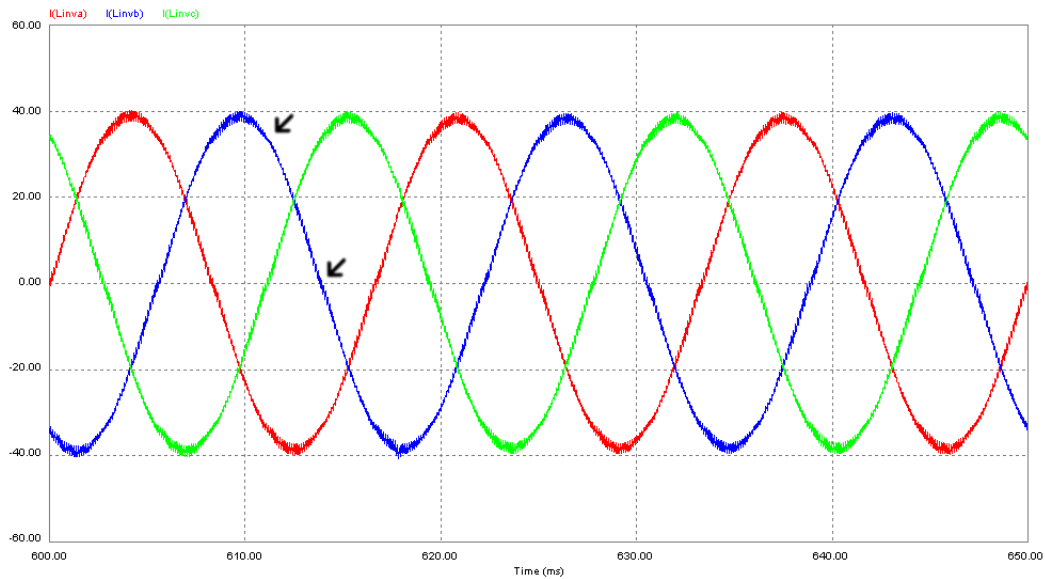


Figura 7.36: Correntes de saída do conversor simulado com o efeito do tempo morto.

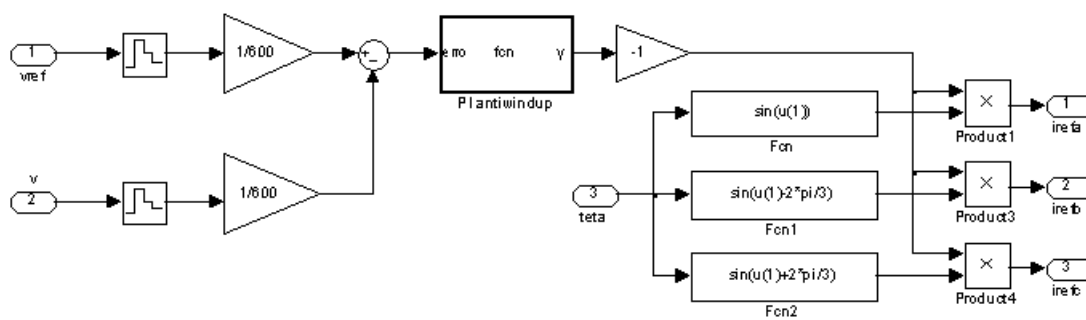


Figura 7.37: Controlador da tensão do barramento CC elaborado com Matlab/Simulink. Este controlador foi usado em simulação simultânea do PSIM com o Matlab/Simulink.

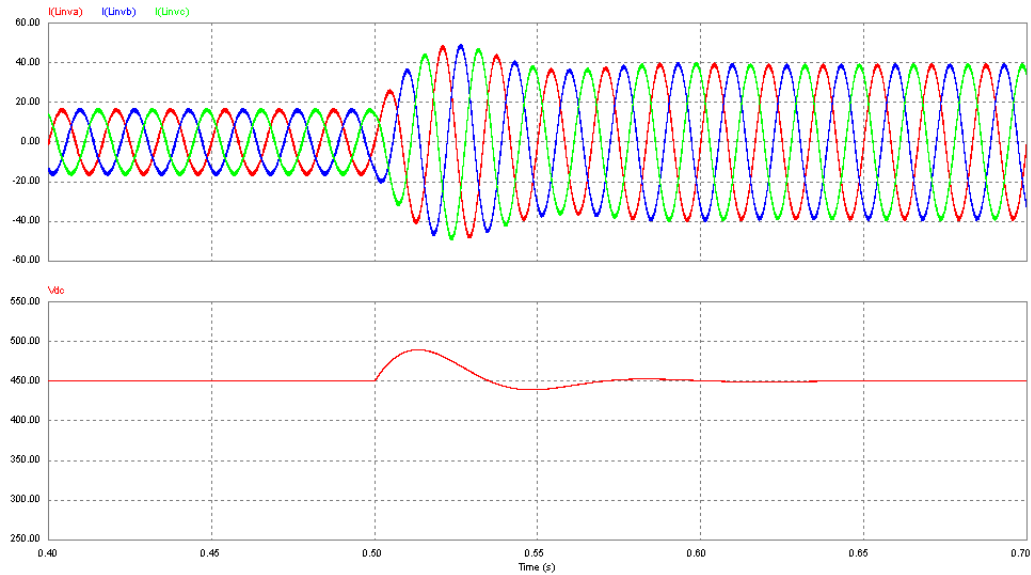


Figura 7.38: Correntes do conversor simulado (gráfico superior) e tensão do barramento CC (gráfico inferior).

#### 7.4.4 Resultados experimentais

As Figs. 7.39 a 7.42 mostram resultados do controle da tensão do barramento e das correntes de saída do conversor CC-CA. Nos testes realizados o conversor CC-CA foi analisado independentemente, sem a presença do estágio CC-CC. Um banco de resistores foi conectado ao barramento CC, fazendo o conversor CC-CA operar como um retificador. Embora o objetivo do conversor neste trabalho seja injetar energia na rede elétrica e não retirar, o teste como retificador é útil para validar o funcionamento dos sistemas de controle e dos circuitos eletrônicos.

A Fig. 7.39 mostra o funcionamento do conversor como retificador. São mostradas a tensão no barramento CC (CH4), a corrente do barramento (CH1) e a corrente de uma das fases do inversor conectado à rede elétrica. Inicialmente o barramento CC encontra-se descarregado e o conversor está desconectado da rede. Quando o conversor é conectado à rede o capacitor do barramento CC é carregado até o seu valor de regime de aproximadamente 250 V. Em seguida a carga resistiva é

conectada ao barramento e nesse momento a tensão sofre uma perturbação, tendo início a retirada de energia da rede para manter a tensão do barramento estabilizada em 400 V. Após um intervalo de funcionamento com carga, esta é retirada e a tensão do barramento sofre novamente uma pequena perturbação, voltando em seguida ao seu valor de regime permanente de 400 V. As Figs. 7.40 e 7.41 mostram em detalhes as formas de onda apresentadas na Fig. 7.39.

A Fig. 7.42 mostra as correntes do inversor conectado à rede quando o controle de correntes começa a atuar para elevar a tensão do barramento ao valor de regime (400 V), após a carga inicial (250 V) dos capacitores feita pelos diodos dos módulos de potência do inversor. A menos que o controle atue corretamente, a operação do inversor conectado à rede pode originar correntes elevadas, pois a rede é curto-circuitada ao barramento CC por intermédio dos indutores de acoplamento. De fato, nas primeiras etapas de desenvolvimento a atuação dos sistemas de proteção das placas de condicionamento de sinais foi extremamente importante. Na Fig. 7.42, em cerca de 4 ms o sistema assume o controle das correntes. Vale destacar que o PLL, que realiza o sincronismo com a rede elétrica, entra em funcionamento e é estabilizado antes do início do funcionamento controle de correntes.

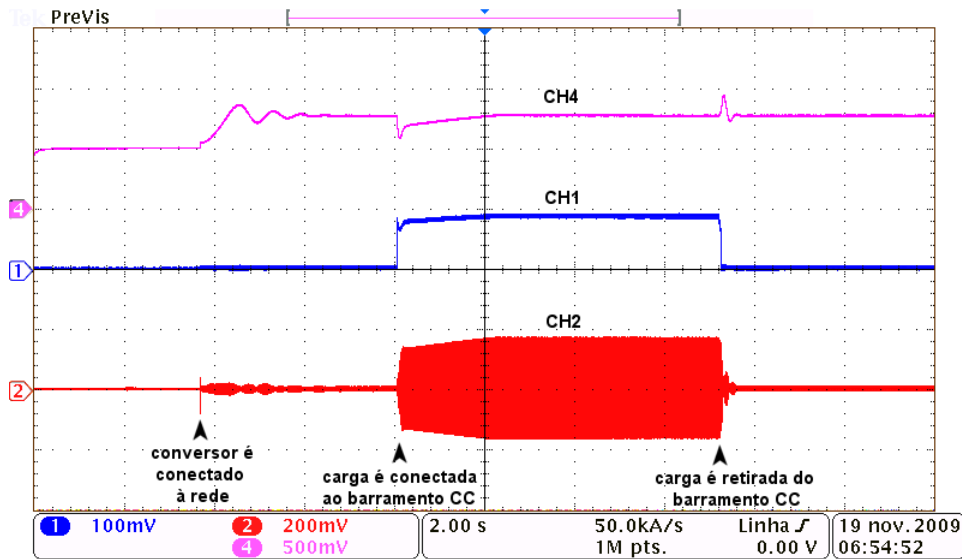


Figura 7.39: Conversor CC-CA atuando como retificador trifásico controlado. CH4: Tensão do barramento CC (250 V/div). CH1: Corrente do barramento (10 A/div). CH2: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div).



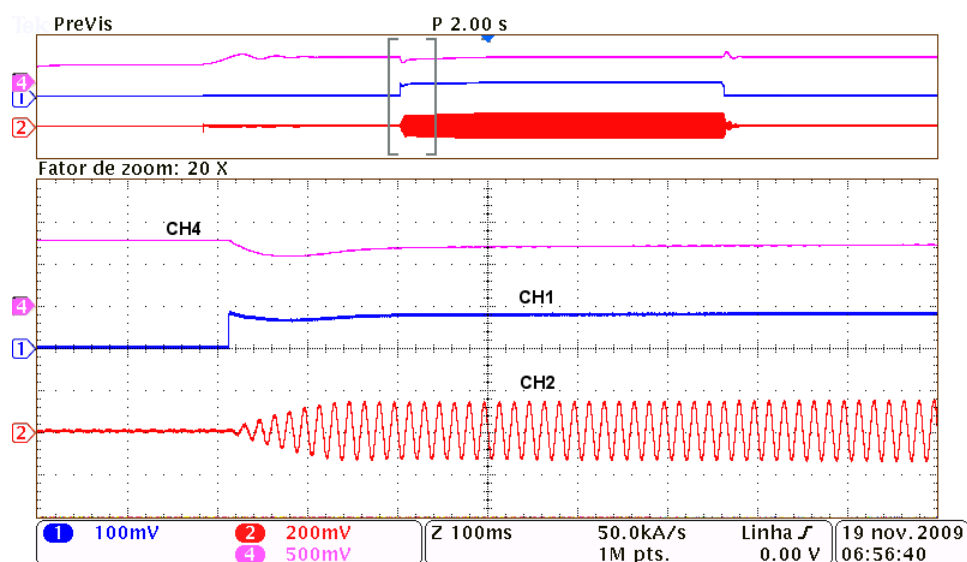


Figura 7.40: Conversor CC-CA atuando como retificador trifásico controlado. CH4: Tensão do barramento CC (250 V/div). CH1: Corrente do barramento (10 A/div). CH2: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div).

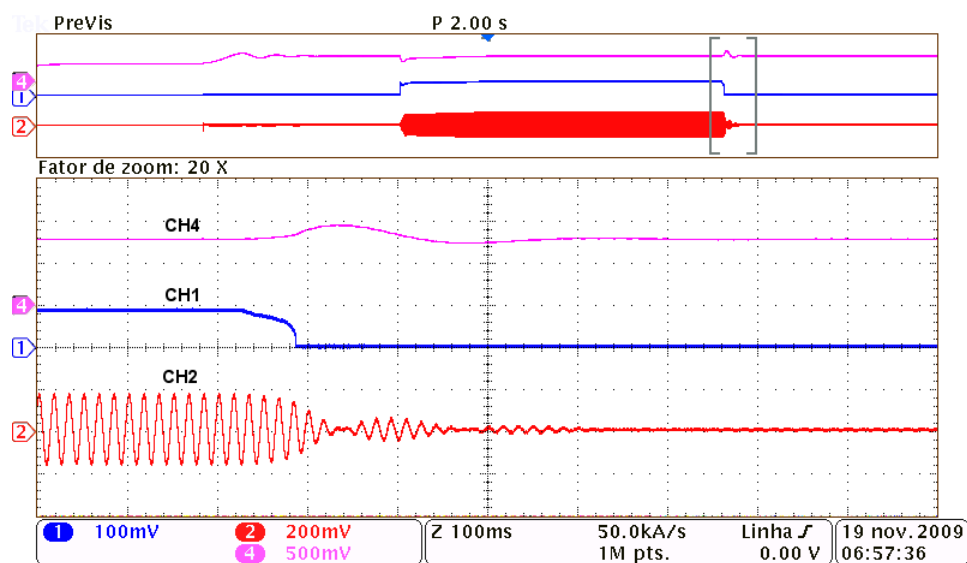


Figura 7.41: Conversor CC-CA atuando como retificador trifásico controlado. CH4: Tensão do barramento CC (250 V/div). CH1: Corrente do barramento (10 A/div). CH2: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div).

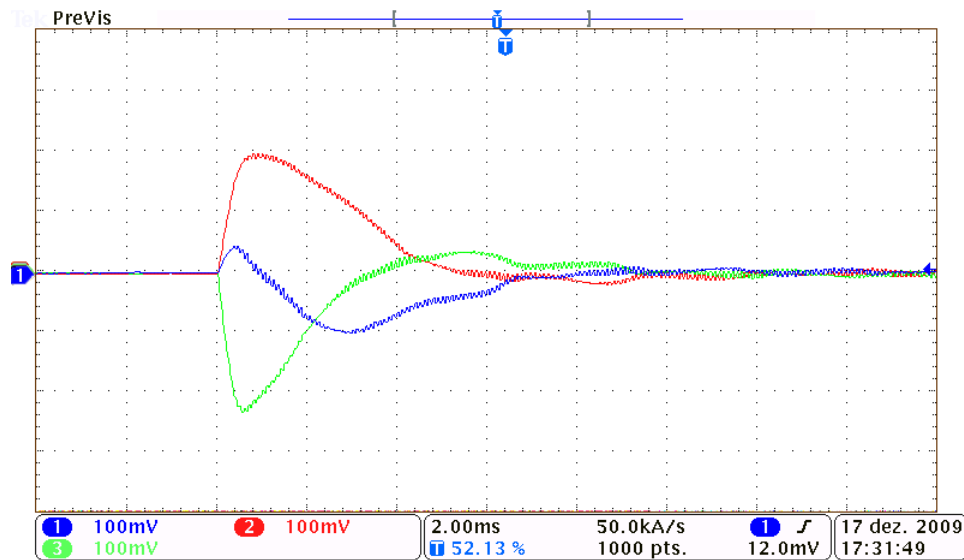


Figura 7.42: Correntes de saída do inversor (10 A/div) mostrando a atuação do sistema de controle de correntes no instante em que o conversor é conectado à rede elétrica .

## 7.5 Construção do protótipo

### 7.5.1 Elementos do protótipo

A Fig. 7.43 apresenta a organização dos componentes do protótipo. As medidas de tensão e corrente feitas pelos sensores Hall (1) são condicionadas nas placas de condicionamento de sinais analógicos (2). Os sinais analógicos são lidos pelo conversor analógico-digital do processador (3). O processador fornece os sinais de PWM, que antes de chegarem aos conversores passam pelas placas de proteção (4), *interface* (5) e acionamento (6). O conversor CC-CC possui um disjuntor termomagnético (14) na entrada, onde os painéis solares são conectados. A conexão com a rede elétrica é feita por um disjuntor termomagnético (9), um conjunto de fusíveis ultra-rápidos (10), um contator eletromecânico (11), resistores série (12) e indutores de acoplamento (13). Os resistores série são usados na carga inicial do capacitor do barramento CC, evitando surtos de corrente, e são desviados pelo contator eletromecânico (8) após a carga.

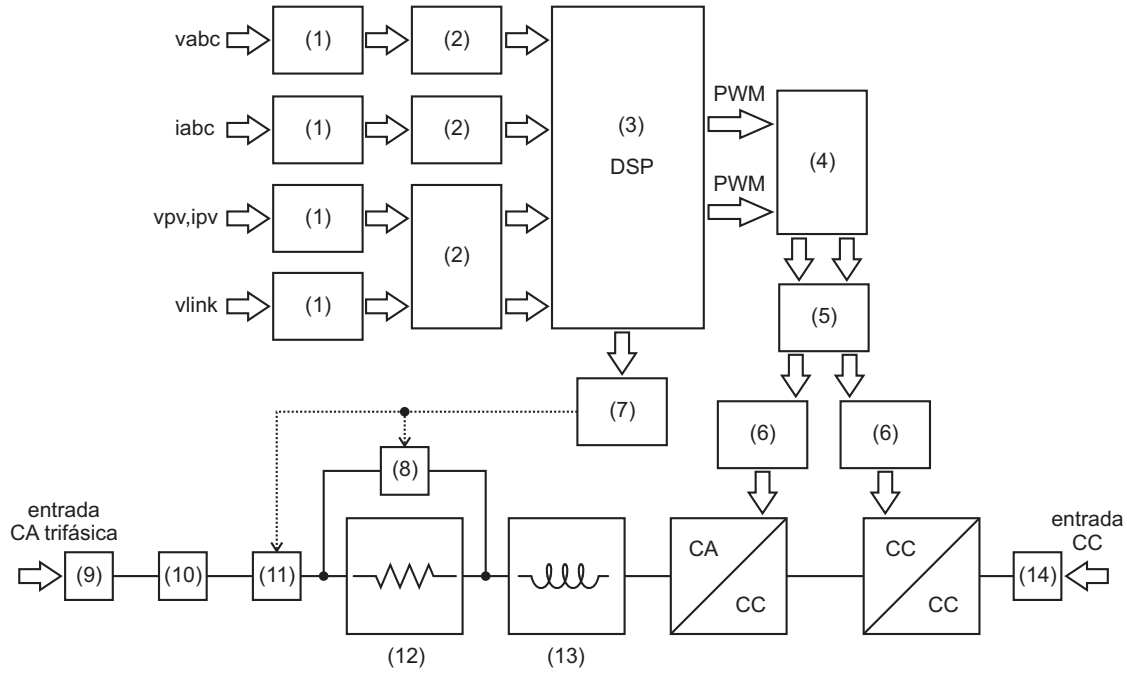


Figura 7.43: Organização dos componentes do protótipo. Legenda: (1) Sensores Hall de tensão e corrente. (2) Placas de condicionamento de sinais analógicos. (3) Processador digital. (4) Placa de proteção (habilita/desabilita PWM). (5) Placa de *interface* de sinais de acionamento. (6) Placas de alimentação e acionamento dos *drivers* dos conversores. (7) Placa de acionamento dos contatores. (8),(11) Contatores. (9),(14) Disjuntores termomagnéticos. (10) Fusíveis ultra-rápidos. (12) Resistores limitadores de corrente. (13) Indutores de acoplamento.

O módulo CC-CA foi o primeiro a ser construído. A Fig. 7.44 mostra uma fotografia desse módulo no estágio inicial de desenvolvimento. A eletrônica no entorno do conversor é composta por placas de aquisição e condicionamento de sinais analógicos (Fig. 7.45), placa de *interface* dos sinais de acionamento do conversor (Fig. 7.46), placa de alimentação e acionamento dos *drivers* das chaves do conversor (Fig. 7.47) e placa de controle com o processador digital TMS320F28335 (Fig. 7.48).

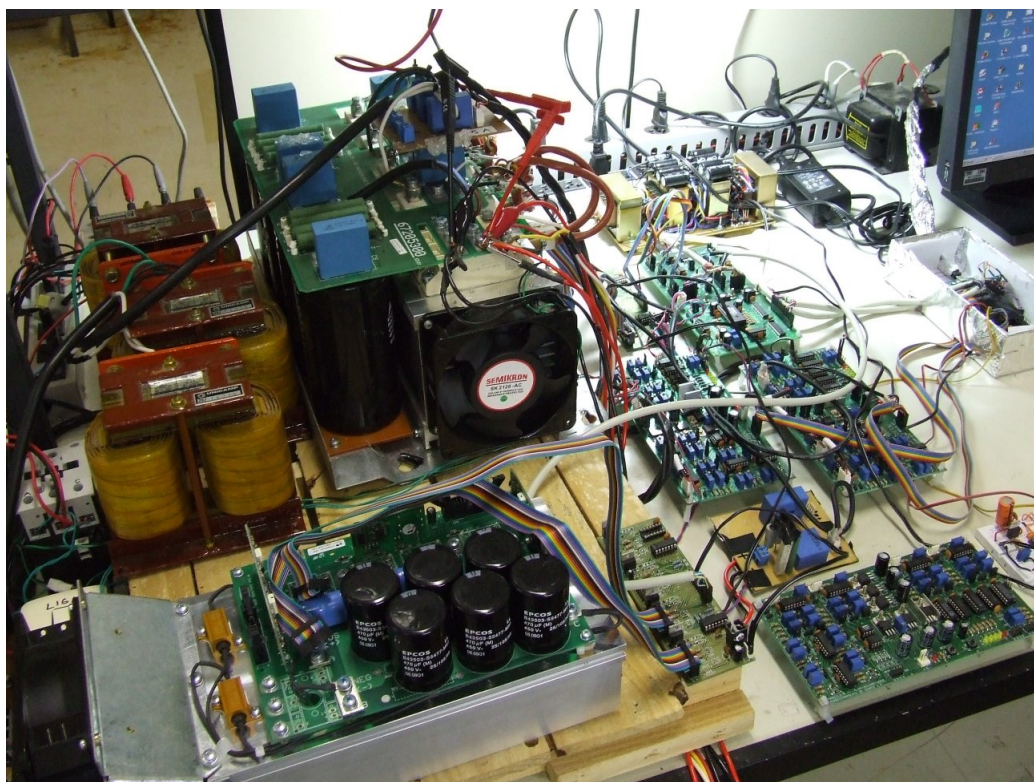


Figura 7.44: Vista da área de trabalho nas primeiras etapas do desenvolvimento.

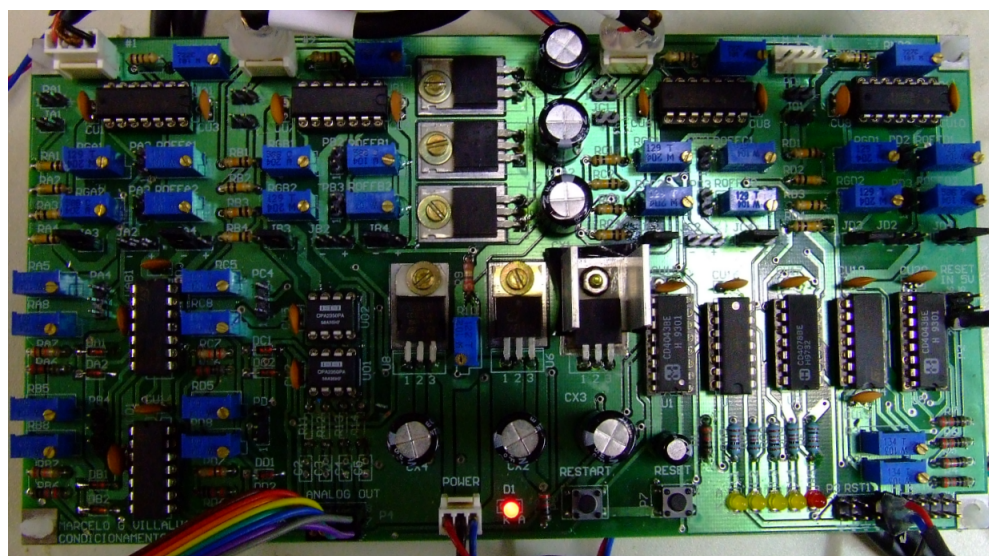


Figura 7.45: Placa de condicionamento de sinais.



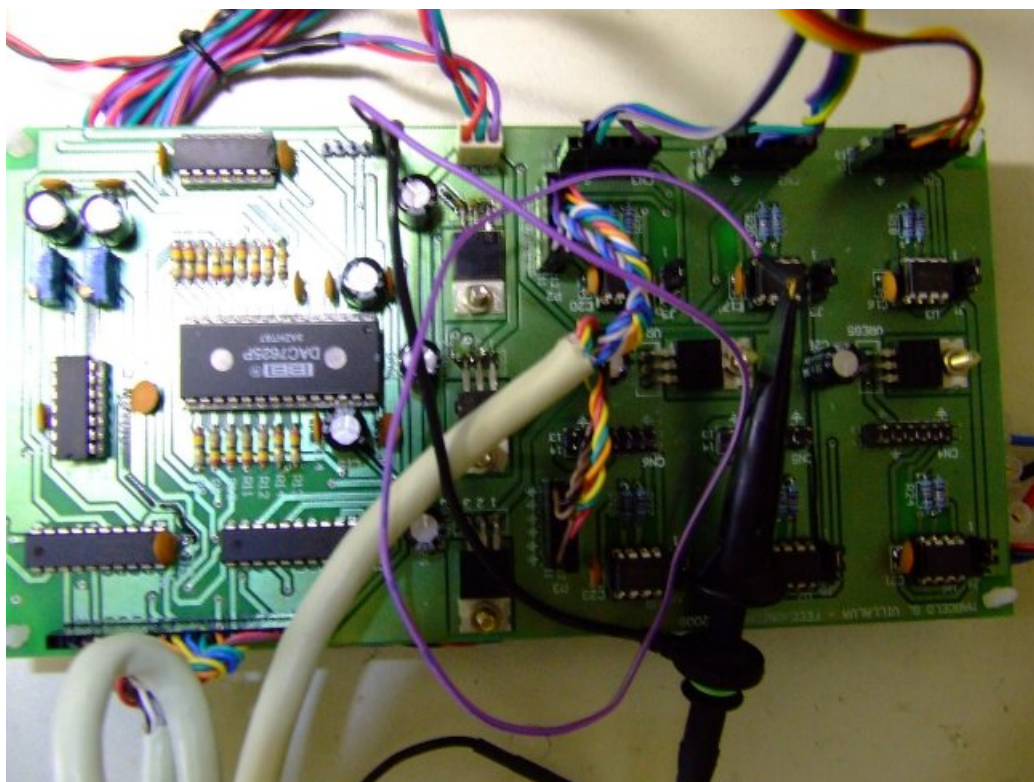


Figura 7.46: Placa com conversor digital-analógico e *interfaces* para sinais de acionamento.

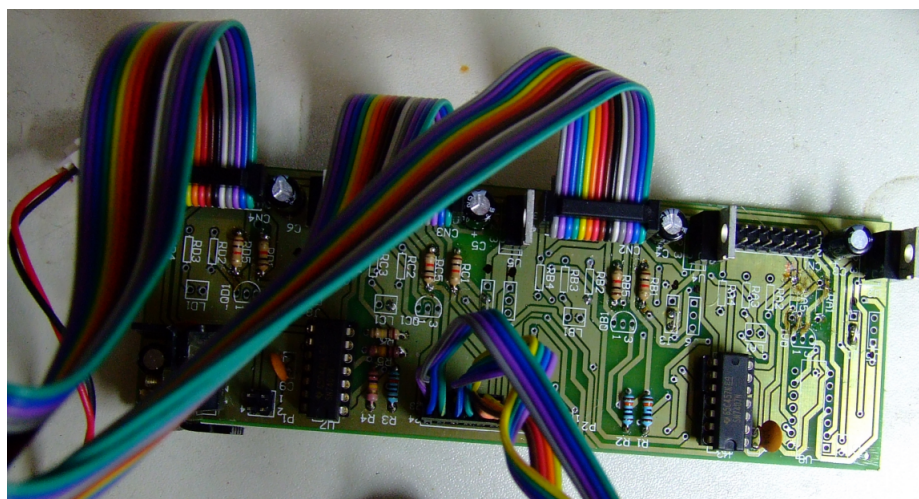


Figura 7.47: Placa de alimentação e acionamento dos conversores.



Figura 7.48: Placa eZdsp com o processador TMS320F28335 da Texas.



Figura 7.49: Protótipo construído (vista 1).



Figura 7.50: Protótipo construído (vista 2).



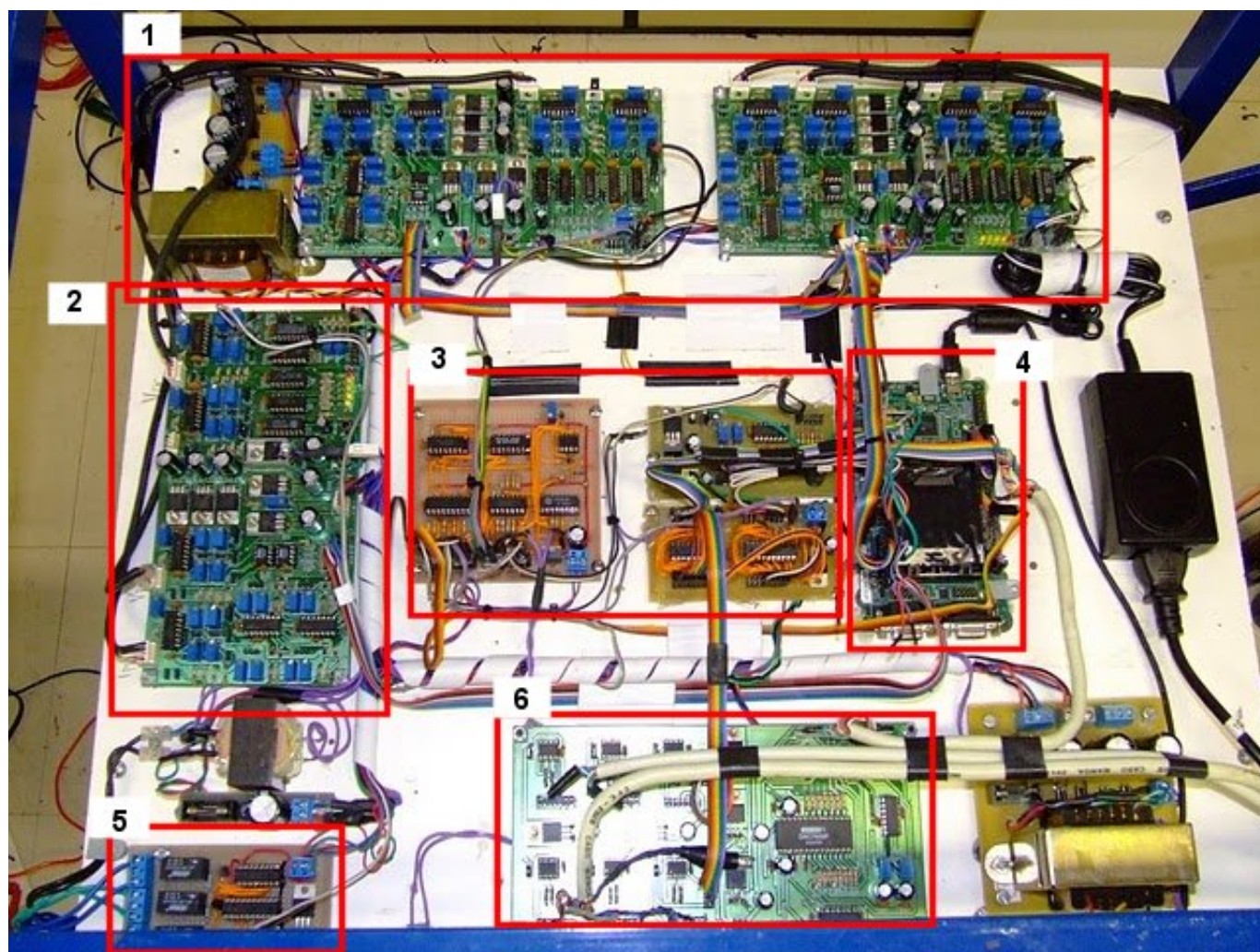


Figura 7.51: Sistemas de controle. (1) e (2): Placas de aquisição e condicionamento de sinais. (3): Placas de proteção. (4) Módulo do processador digital de sinais. (5): Relés de acionamento dos contadores. (6): Placa de *interface* dos sinais de acionamento dos conversores.

Nas Figs. 7.49 e 7.50 são apresentadas fotografias do protótipo final, montado numa estrutura móvel. O módulo CC-CA foi montado na prateleira inferior e o módulo CC-CC na prateleira central. Os circuitos eletrônicos de *interface*, condicionamento de sinais e processamento, mostrados na Fig. 7.51, foram posicionados na prateleira do primeiro nível.



## 7.5.2 Sistemas de controle

A organização dos sistemas de controle do conversor é mostrada na Fig. 7.52. As funções de proteção contra sobrecorrente e sobretensão são feitas pelas placas analógicas de condicionamento de sinais, que possuem proteção com níveis independentes e ajustáveis em cada canal. Cada placa envia um sinal único para o desligamento dos pulsos de PWM e para o acionamento do pino de interrupção externa do processador. Além do sinal de proteção de interrupção, que é tratado pelo gerenciador de interrupções (5) dentro do processador, usa-se uma proteção dupla com a placa (9), composta por *buffers* digitais que permitem habilitar ou desabilitar os sinais de PWM.

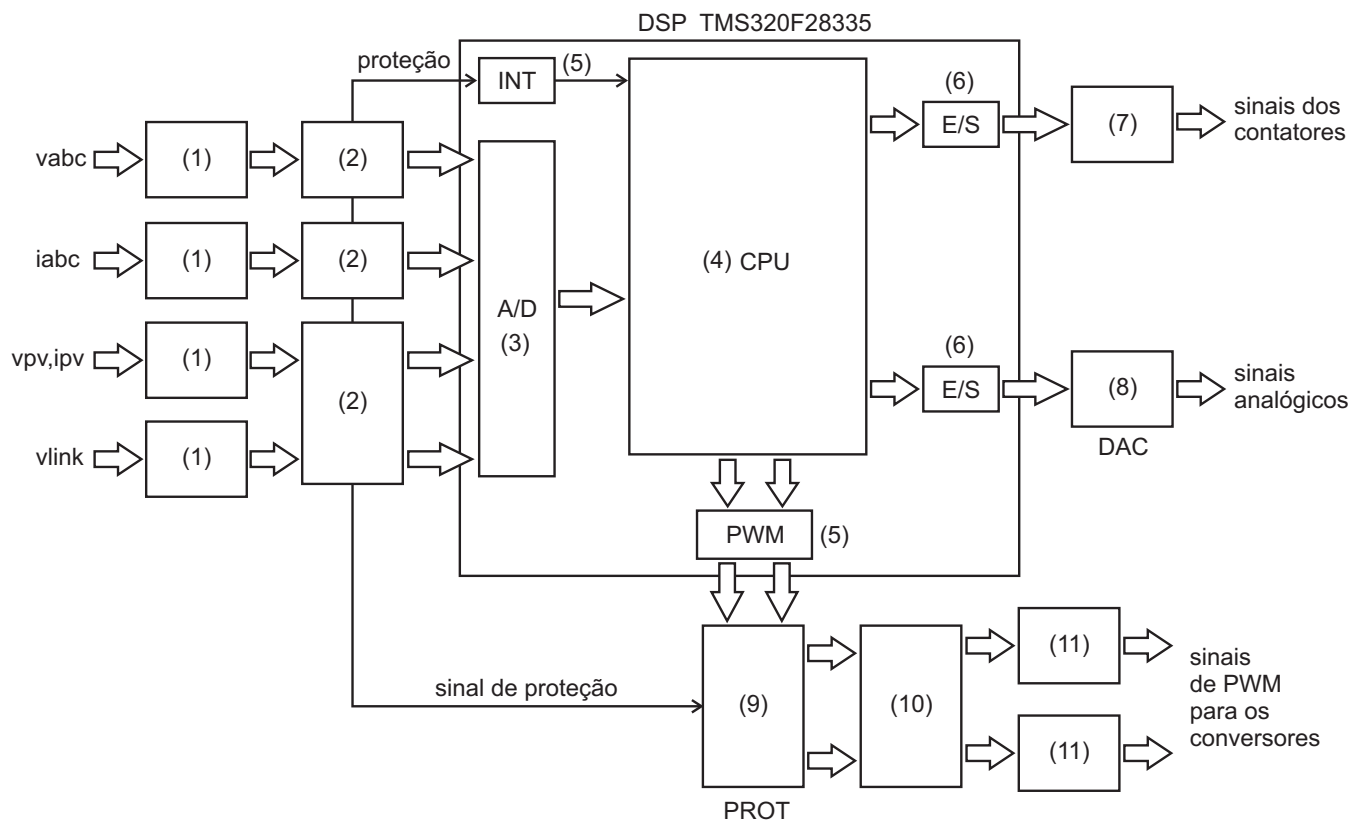


Figura 7.52: Organização dos sistemas de controle do conversor. Legenda: (1) Sensores de efeito Hall. (2) Placas analógicas de condicionamento de sinais. (3) Conversor digital-analógico. (4) Unidade de processamento central (CPU). (5) Gerenciador de interrupções. (6) *Hardware* de entrada e saída (E/S). (7) Placa de acionamento dos contadores. (8) Conversor digital-analógico (D/A) externo. (9) Placa de proteção. (10) Placa de *interface* dos sinais de PWM. (11) Placas de alimentação e acionamento dos conversores.

Os sinais analógicos das medidas de tensão e corrente, obtidos dos sensores de efeito Hall (1), são condicionados pelas placas analógicas (2), conforme foi explicado na seção anterior. Os sinais analógicos fornecidos pelas placas são lidos pelo conversor A/D (3) do processador e os resultados das conversões são usados no processamento da CPU (4), onde estão implementados os controladores e outras funções do sistema. O processamento da CPU resulta nos sinais de PWM para o acionamento das chaves dos conversores, que são gerados no *hardware* de PWM interno do processador (5). Os sinais de PWM são levados à placa de proteção (9) e em seguida para as placas de *interface* (10) e de acionamento (11), como também foi explicado na seção anterior.

Os contadores eletromecânicos são acionados por comandos oriundos do *hardware* de E/S do processador (6). Os comandos são tratados pela placa de acionamento dos contadores (7).

Uma das portas de E/S do processador é usada para alimentar um conversor D/A externo (8). Embora não seja parte do sistema de controle, o conversor D/A externo auxilia as tarefas de desenvolvimento de software, permitindo visualizar em tempo real os sinais processados pela CPU.

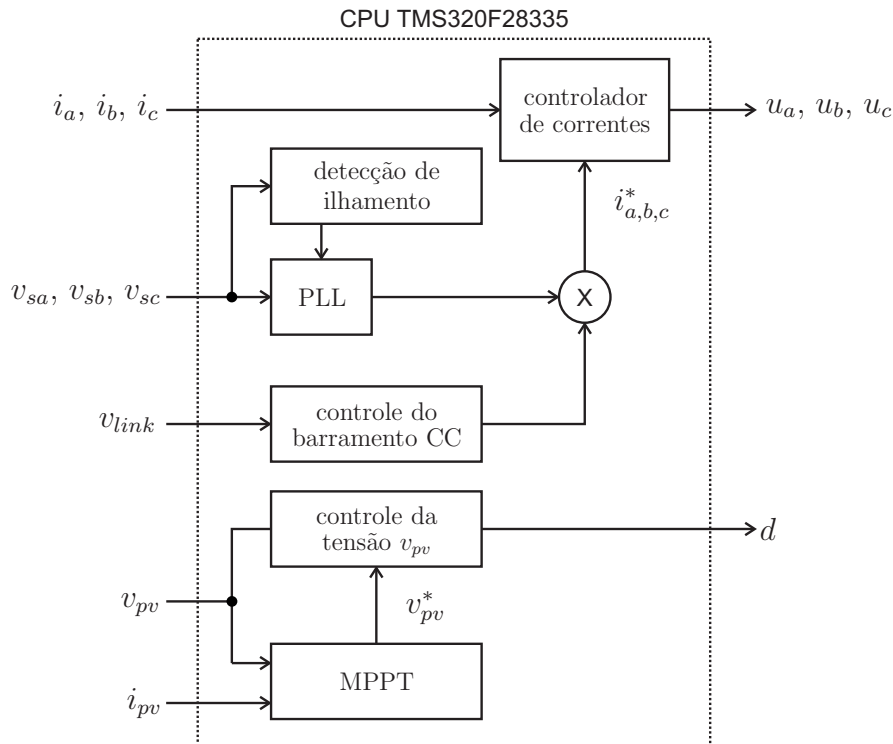


Figura 7.53: Controladores digitais realizados na CPU do processador.

A Fig. 7.53 ilustra o sistema de controle que é realizado dentro da CPU do processador. Os controladores, que empregam compensadores PI e P+RES, são implementados com as técnicas de discretização discutidas no Apêndice C.2. O sistema de controle é composto por controladores e outros blocos de funções estudados em outras seções ou capítulos:

- O PLL, que é responsável pelo sincronismo do conversor com a tensão da rede elétrica, foi abordado na Seção 6.4.1.
- O controlador da tensão do barramento CC, que determina as amplitudes das correntes injetadas pelo conversor na rede elétrica, foi abordado nas Seções 6.4.2 e 7.4.2.
- O controlador de correntes, que fornece as referências de tensão para o modulador de pulsos do inversor, com objetivo de sintetizar as correntes de saída do inversor de acordo com as referências, foi assunto das Seções 6.3 e 7.4.2.
- O controlador da tensão de entrada do conversor CC-CC (tensão nos terminais do conjunto fotovoltaico) foi apresentado na Seção 7.3.3.
- O algoritmo de MPPT, que faz o rastreamento da máxima potência do conjunto fotovoltaico e gera a referência de tensão para o controlador de tensão do item anterior, foi abordado no Capítulo 5. Neste protótipo de conversor foi usado o algoritmo da condutância incremental.
- O sistema de detecção de ilhamento, que não foi abordado neste trabalho.

### 7.5.3 Resultados experimentais

#### Testes realizados em laboratório

Os primeiros experimentos com o conversor foram realizados em laboratório. Para o propósito de simular a presença de um dispositivo fotovoltaico foi construída uma fonte CC com um autotransformador e um retificador trifásico. Na saída do retificador foi colocado um banco de capacitores, originando uma fonte CC de tensão bem regulada de cerca de 360 V. Em série com a fonte foi introduzida uma resistência produzida por um banco de lâmpadas halógenas. Embora

este conjunto de fonte CC com resistência série não simule exatamente o comportamento de um conjunto fotovoltaico, o artifício permitiu realizar todos os testes necessários com o conversor operando em sua potência nominal. A presença da resistência série permitiu regular a tensão de entrada do conversor em várias dezenas de volts, o que permitiu testar o sistema de controle da tensão de entrada do conversor e todos os demais sistemas de controle.

A Fig. 7.54 mostra formas de onda do sistema operando com aproximadamente 8 kW. A tensão do barramento CC foi regulada em 500 V neste experimento. A tensão de entrada é de aproximadamente 280 V e a corrente de entrada é de 35 A. A Fig. 7.55 mostra o comportamento do sistema quando submetido a injeções e retiradas súbitas de 6 kW, feitas com a retirada e a colocação manual do plugue da fonte CC. Após o degrau de entrada, o sistema atinge o regime permanente em aproximadamente 400 ms. Na figura é possível observar a regulação da tensão de entrada, as perturbações sofridas pelo barramento CC e a injeção de corrente na rede elétrica. A Fig. 7.56 mostra as correntes injetadas nas três fases da rede elétrica durante esses testes.

A Fig. 7.57 mostra formas de onda de tensão e corrente com o sistema fazendo a regulação da tensão de entrada do conversor CC-CC. Nesta figura observa-se a tensão regulada, submetida a variações em degrau (CH1), a corrente de entrada, que consequentemente sofre degraus de subida e descida (CH2), a corrente injetada em uma das fases da rede elétrica (CH3) e a tensão da rede elétrica (CH4). Nas Figs. 7.58 e 7.59 é possível ver com mais detalhes essas formas de onda. A Fig. 7.60 mostra as pequenas perturbações que a tensão do barramento CC (CH1) sofre durante as variações das tensões e correntes de entrada e saída do sistema.

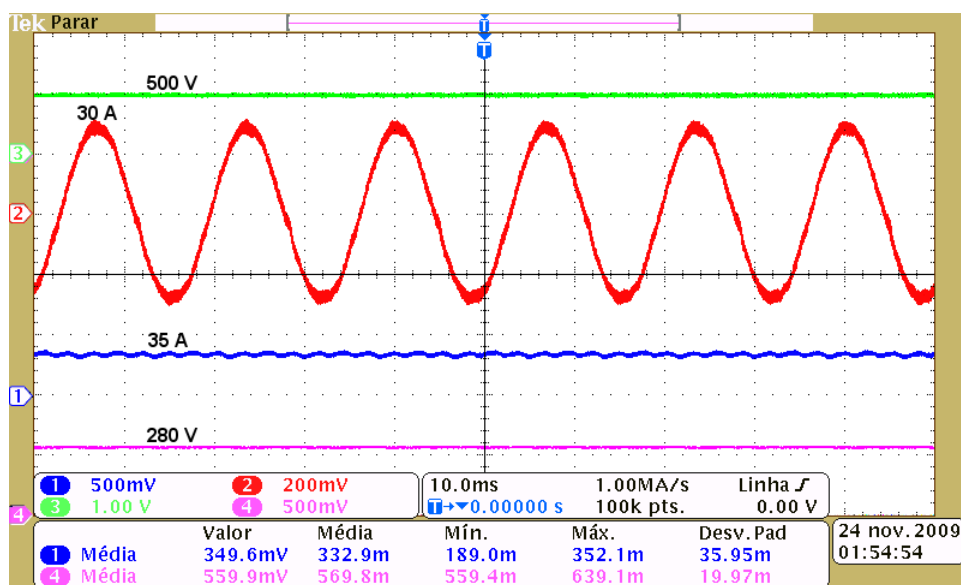


Figura 7.54: Sistema em plena carga. CH3: Tensão do barramento CC estabilizada (500 V/div). CH2: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). CH1: Corrente CC de entrada (50 A/div). CH4: Tensão CC na entrada (250 V/div).

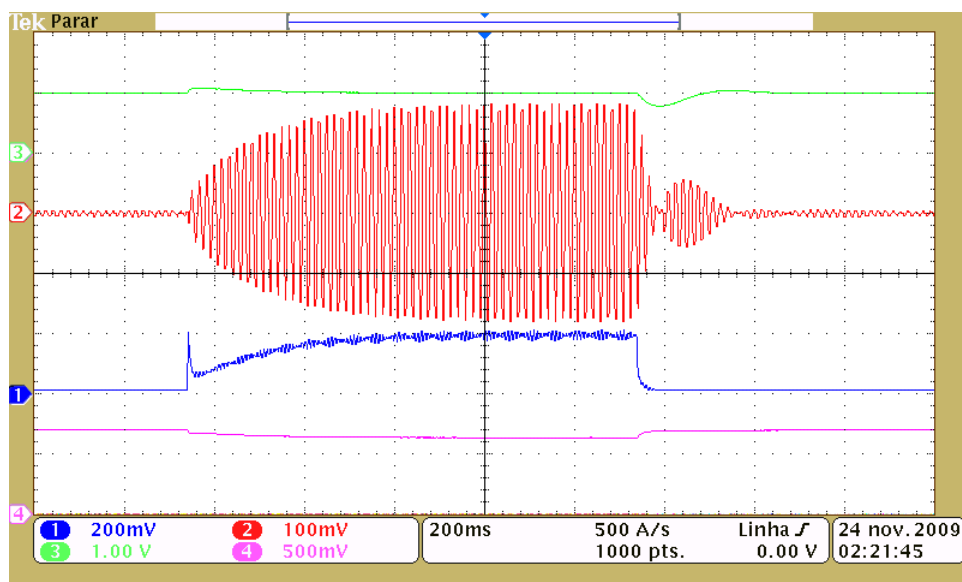


Figura 7.55: Teste com o sistema submetido a degraus de aproximadamente 6 kW. CH3: Tensão do barramento CC (500 V/div). CH2: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (10 A/div). CH1: Corrente CC de entrada (20 A/div). CH4: Tensão CC na entrada (250 V/div).

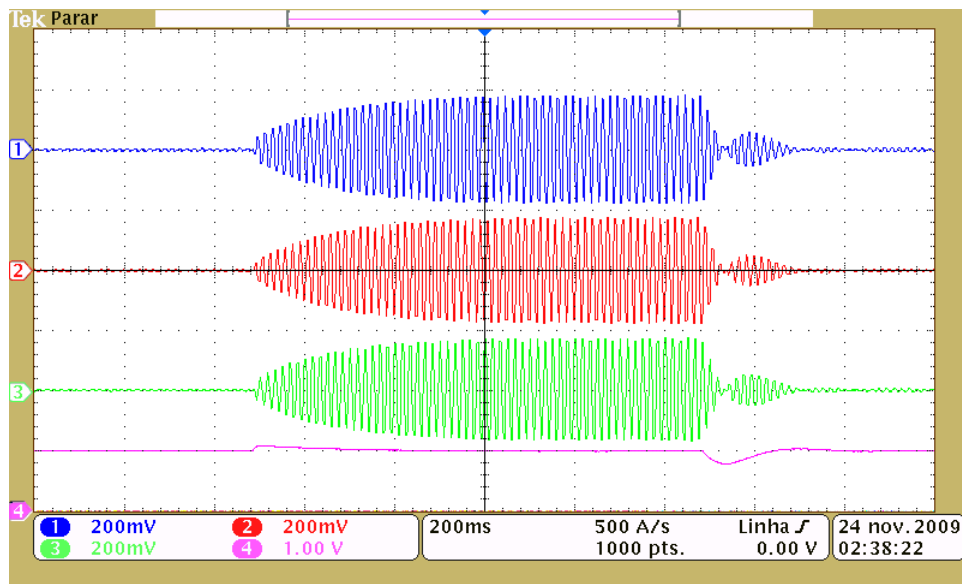


Figura 7.56: Teste com o sistema submetido a degraus de aproximadamente 6 kW. CH1,CH2,CH3: Correntes injetadas nas três fases da rede elétrica (20 A/div). CH4: Tensão do barramento CC (500 V/div).

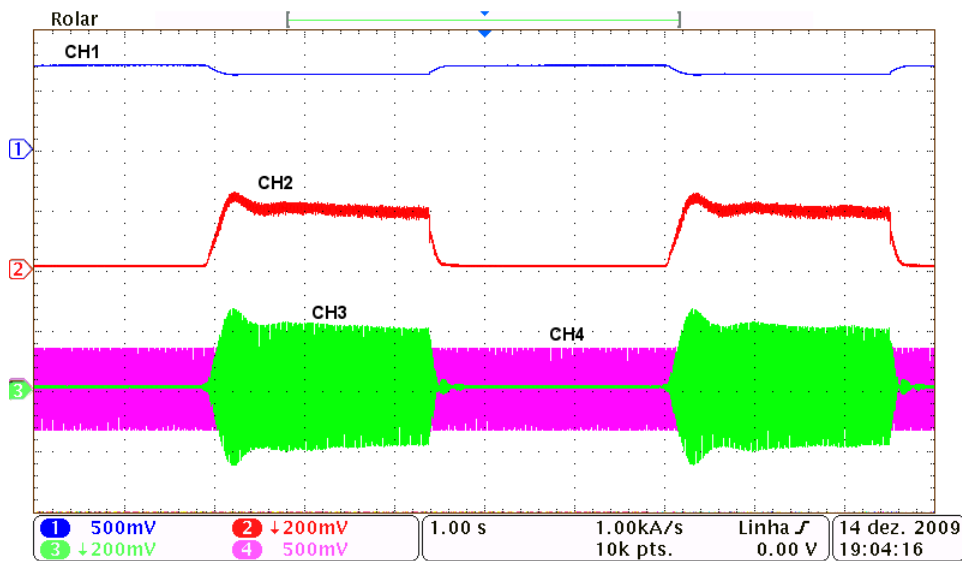


Figura 7.57: Sistema operando com regulação da tensão de entrada. CH1: Tensão de entrada do conversor CC (250 V/div). CH2: Corrente de entrada (20 A/div). CH3: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). CH4: Tensão da rede (250 V/div).

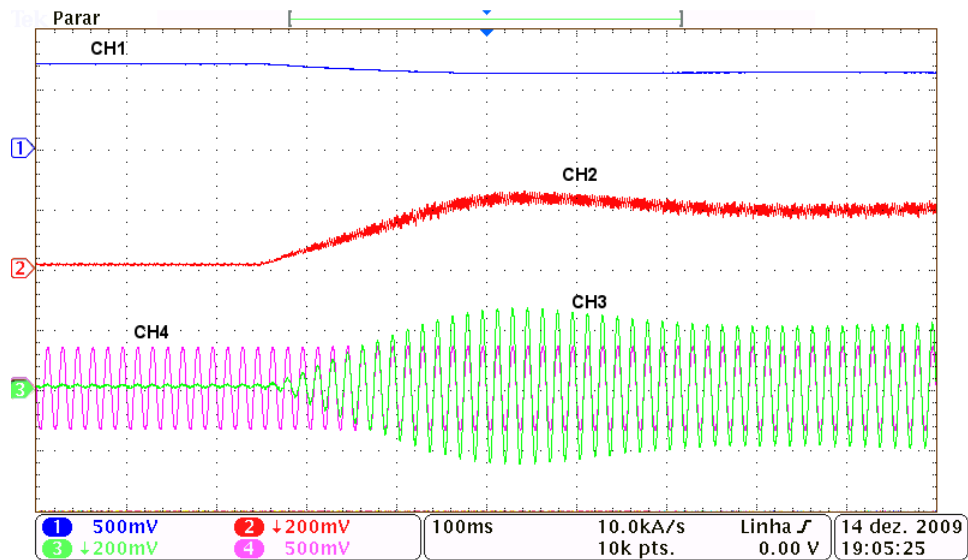


Figura 7.58: Sistema operando com regulação da tensão de entrada. CH1: Tensão de entrada do conversor CC (250 V/div). CH2: Corrente de entrada (20 A/div). CH3: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). CH4: Tensão da rede (250 V/div).

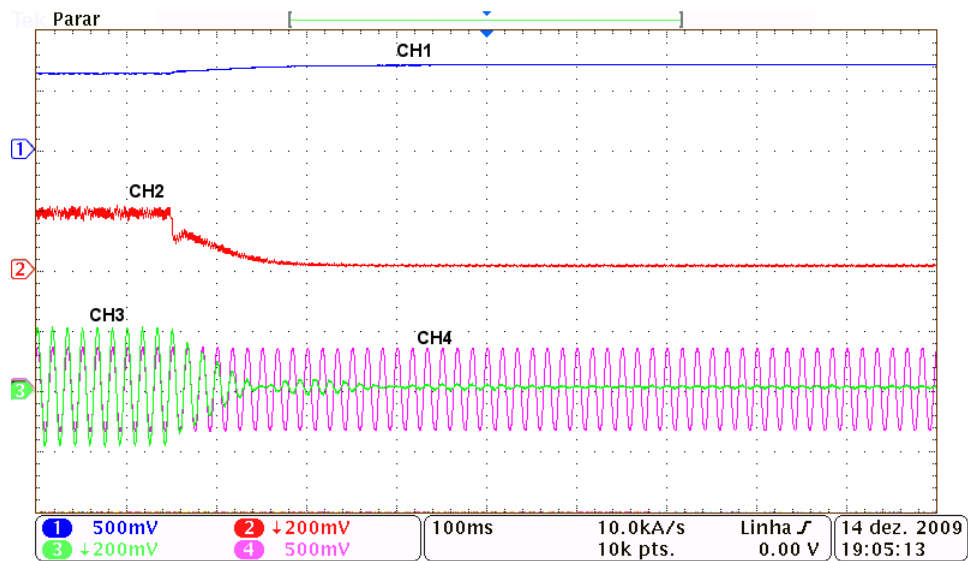


Figura 7.59: Sistema operando com regulação da tensão de entrada. CH1: Tensão de entrada do conversor CC (250 V/div). CH2: Corrente de entrada (20 A/div). CH3: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). CH4: Tensão da rede (250 V/div).

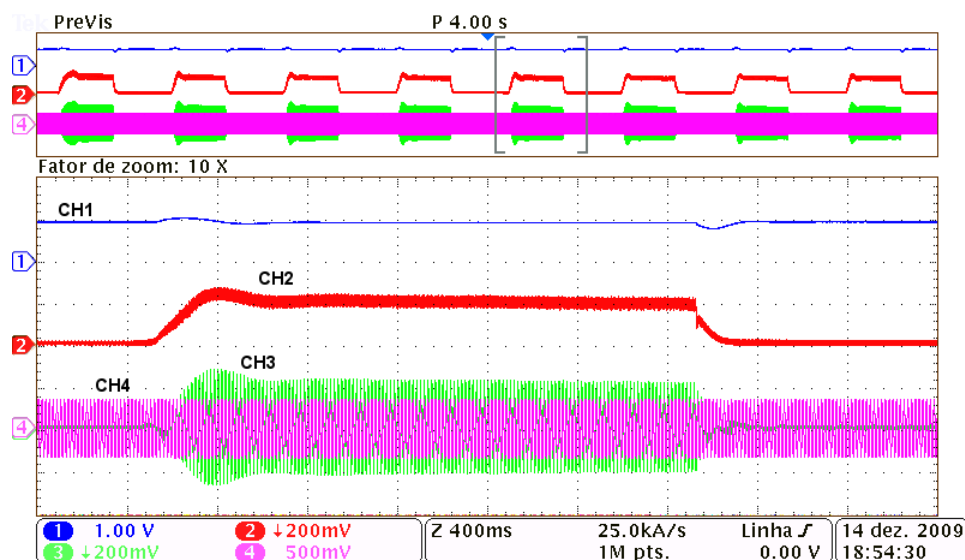


Figura 7.60: Sistema operando com regulação da tensão de entrada. CH1: Tensão do barramento CC (500 V/div). CH2-Corrente de entrada (20 A/div). CH3: Corrente injetada em uma fase da rede elétrica (20 A/div). CH4: Tensão da rede (250 V/div).

## Testes realizados na planta fotovoltaica

As Figs. 7.61 - 7.64 ilustram os primeiros resultados obtidos com o conversor eletrônico operando com o conjunto de painéis solares. O conversor funcionou conforme esperado e operou corretamente quando foi conectado aos painéis e à rede elétrica. A função de MPPT já havia sido implementada no laboratório mas seu correto funcionamento só pôde ser constatado com o uso do conjunto de painéis solares.

A Fig. 7.61 mostra a tensão e a corrente do conjunto fotovoltaico e a corrente injetada em uma das fases da rede elétrica. Os dados foram amostrados pelo osciloscópio durante o intervalo de aproximadamente 15 minutos. O teste foi realizado perto do meio-dia, num dia bastante ensolarado mas com movimentação de nuvens, com bastante intermitência na irradiação solar. Percebe-se no gráfico que a corrente dos painéis (CH2), que é diretamente proporcional à intensidade de luz incidente, varia bastante dentro do intervalo analisado. A tensão dos painéis fotovoltaicos (CH1) é continuamente regulada pelo sistema de MPPT e pelo controlador da tensão de entrada do conversor CC-CC, de modo a buscar o máximo de potência. A amplitude da corrente injetada na



rede elétrica (CH3) acompanha a variação da potência retirada dos painéis solares. A Fig. 7.62 mostra resultados do mesmo teste, porém com o gráfico da potência retirada dos painéis (CHM) obtido pela multiplicação da tensão e da corrente de entrada dos painéis.

As Figs. 7.63 e 7.64 mostram detalhes dos gráficos apresentados nas figuras anteriores. A primeira mostra os gráficos ampliados num intervalo de tempo durante o qual havia uma grande incidência de luz. A segunda figura mostra um intervalo de pouca incidência luminosa.

A Fig. 7.65 mostra outra ampliação que permite analisar melhor as tensões e correntes medidas durante o teste. O canal CH1 mostra a corrente injetada em uma das fases da rede. O canal CH4 mostra a tensão do barramento CC, estabilizada em aproximadamente 450 V. Os canais CH1 e CH2 mostram, respectivamente, a tensão e a corrente retiradas dos painéis solares. Um cálculo aproximado a partir dos gráficos desta figura mostra uma potência fotovoltaica de 6720 W e uma potência injetada na rede de 5658 W, o que representa uma eficiência de conversão de aproximadamente 84%. Uma medida mais precisa da eficiência de conversão requer o uso de instrumentos mais precisos do que o osciloscópio. Entretanto, a busca da máxima eficiência possível não foi alvo deste projeto e sabidamente muitos componentes do protótipo podem ainda ser melhorados.

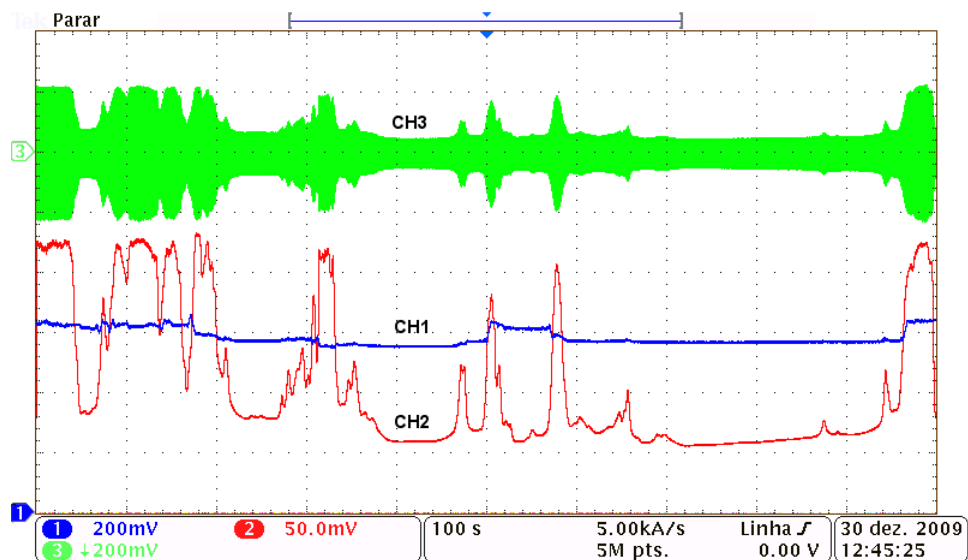


Figura 7.61: Teste do conversor na planta fotovoltaica. CH3: Corrente injetada na rede elétrica (20 A/div). CH2-Corrente do conjunto fotovoltaico (5 A/div). CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (100 V/div).

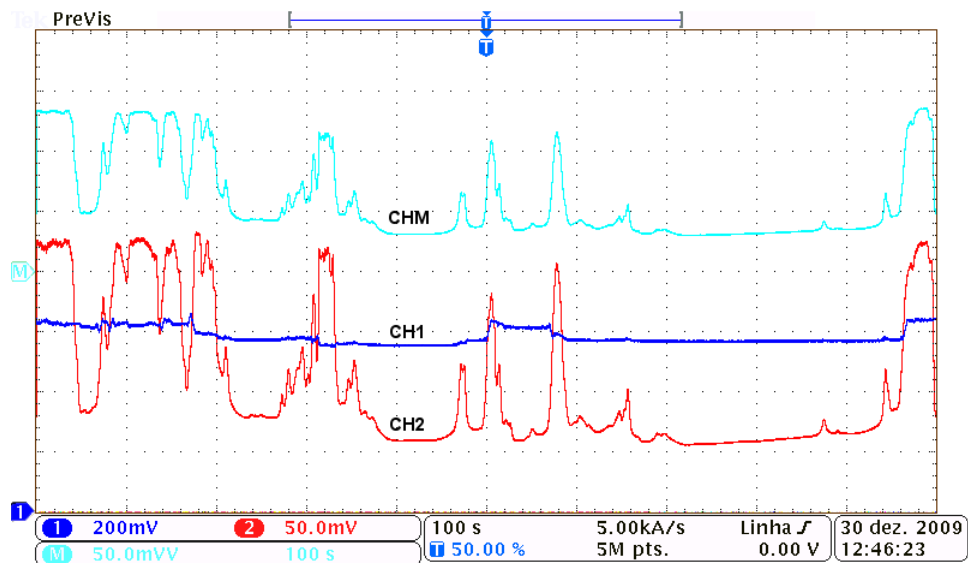


Figura 7.62: Teste do conversor na planta fotovoltaica. CHM: Potência do conjunto fotovoltaico (2,5 kW/div). CH2: Corrente do conjunto fotovoltaico (5 A/div). CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (100 V/div).

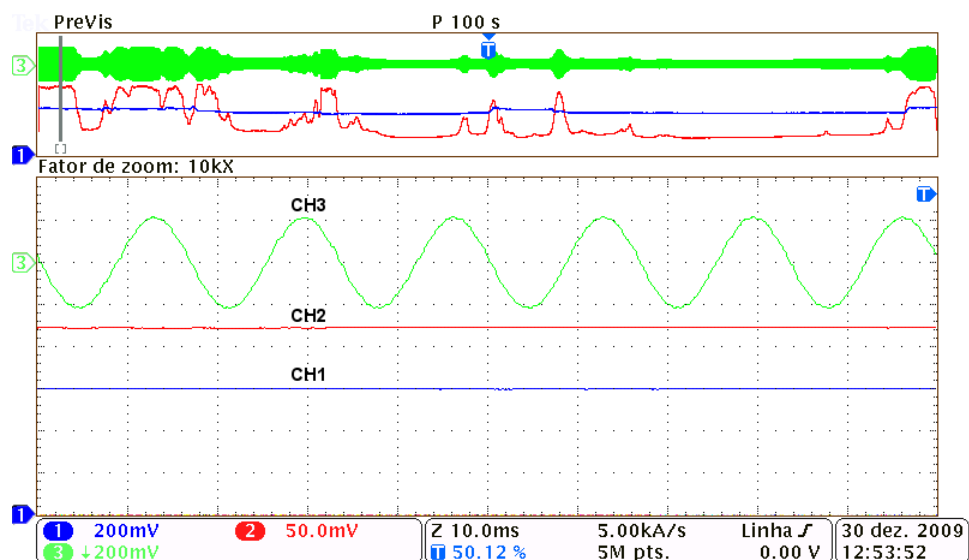


Figura 7.63: Teste do conversor na planta fotovoltaica. CH3: Corrente injetada na rede elétrica (20 A/div). CH2: Corrente do conjunto fotovoltaico (5 A/div). CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (100 V/div).

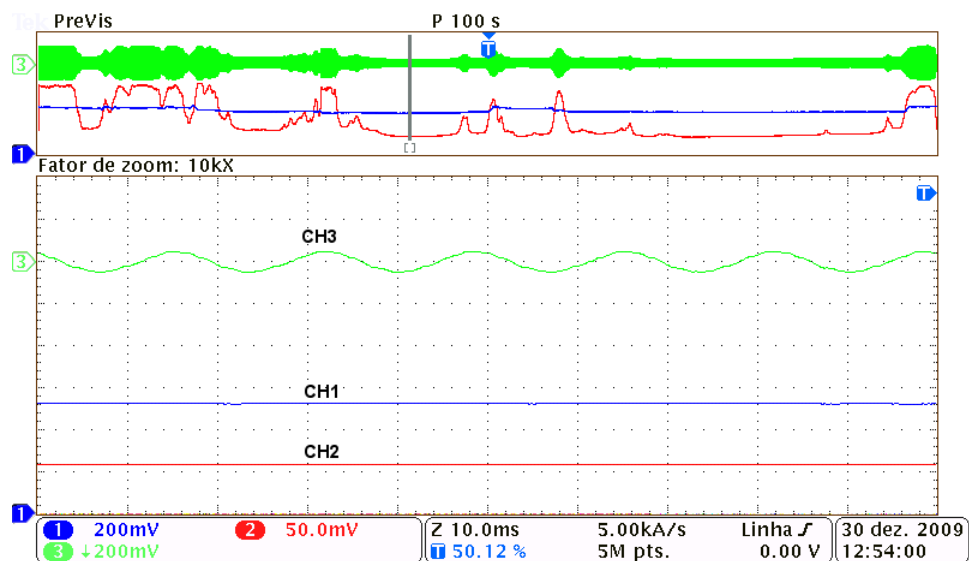


Figura 7.64: Teste do conversor na planta fotovoltaica. CH3: Corrente injetada na rede elétrica (20 A/div). CH2: Corrente do conjunto fotovoltaico (5 A/div). CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (100 V/div).

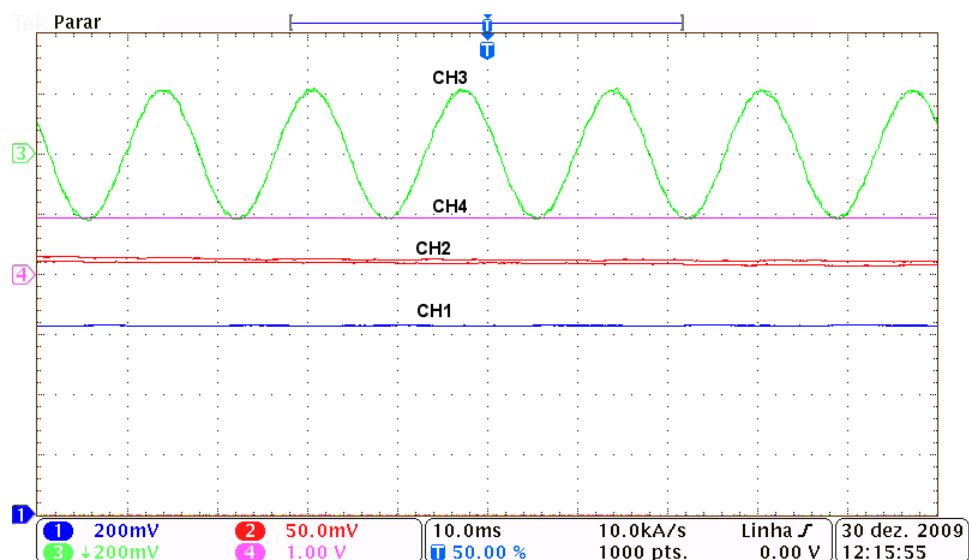


Figura 7.65: Teste do conversor na planta fotovoltaica. CH3: Corrente injetada na rede elétrica (20 A/div). CH2: Corrente do conjunto fotovoltaico (5 A/div). CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (100 V/div).

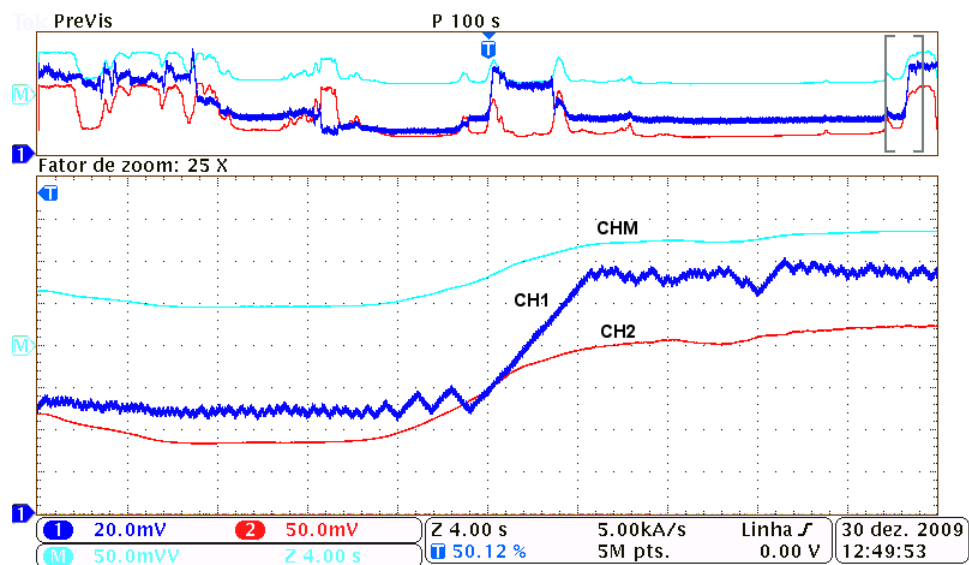


Figura 7.66: Gráfico mostrando em detalhes a atuação do sistema de MPPT. CHM: Potência do conjunto fotovoltaico (2,5 kW/div). CH1: Detalhe da tensão fotovoltaica (10V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (5 A/div).

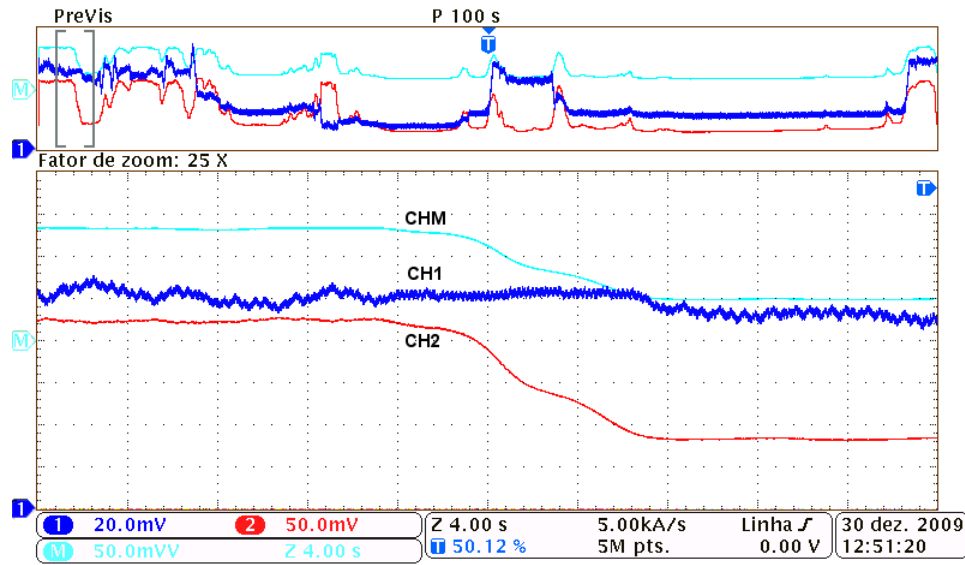


Figura 7.67: Gráfico mostrando em detalhes a atuação do sistema de MPPT. CHM: Potência do conjunto fotovoltaico (2,5 kW/div). CH1: Detalhe da tensão fotovoltaica (10V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (5 A/div).

As Figs. 7.66 e 7.67 mostram com mais detalhes o comportamento do sistema de MPPT. Nestas duas figuras a tensão fotovoltaica (CH1) é vista numa escala reduzida, permitindo observar os degraus e o comportamento da tensão na busca da máxima potência. É importante observar que nessas figuras o zero do gráfico de tensão (CH1) encontra-se deslocado para fora da área da tela do osciloscópio.

As Figs. 7.68 - 7.72 mostram resultados de dois testes comparativos do desempenho do sistema de MPPT com diferentes parâmetros. Em ambos os testes o algoritmo de MPPT é discretizado em  $T_s = 100$  ms. No primeiro teste o degrau de tensão utilizado é  $\Delta_v = 0,6$  V e no segundo utiliza-se  $\Delta_v = 3$  V.

A Fig. 7.68 mostra a tensão, a corrente e a potência fotovoltáicas do primeiro teste (100 ms, 0,6 V) durante o intervalo de 40 s. Quando o sistema é ligado a tensão do conjunto fotovoltaico é estabilizada em aproximadamente 350 V e assim permanece por cerca de 6 s. Em seguida o sistema de MPPT entra em funcionamento e leva a tensão até o valor que maximiza a potência fotovoltaica. A Fig. 7.69 mostra em detalhes a tensão fotovoltaica, permitindo observar os pequenos degraus de tensão que o algoritmo de MPPT produz. O sistema de regulação de tensão do conversor CC-

CC funciona perfeitamente e regula a tensão com rapidez e precisão, de acordo com os comandos do algoritmo de MPPT. A Fig. 7.70 mostra um resultado usando os mesmos parâmetros, onde é possível visualizar a variação da amplitude da corrente em uma das fases da rede elétrica causada pelo funcionamento do algoritmo de MPPT.

A Fig. 7.71 mostra o resultado do segundo teste (100 ms, 3 V). Novamente a tensão é estabilizada quando o sistema é ligado e em seguida o algoritmo de MPPT entra em funcionamento, buscando a máxima potência fotovoltaica. Percebe-se que, embora a resposta do algoritmo de MPPT com degrau de 3 V seja mais rápida, a regulação de tensão não é tão boa como no caso anterior. A Fig. 7.72 mostra em detalhes os degraus de tensão impostos ao conjunto fotovoltaico pelo algoritmo de MPPT. Novamente se observa que o controlador da tensão de entrada do conversor CC-CC regula precisamente a tensão fotovoltaica.

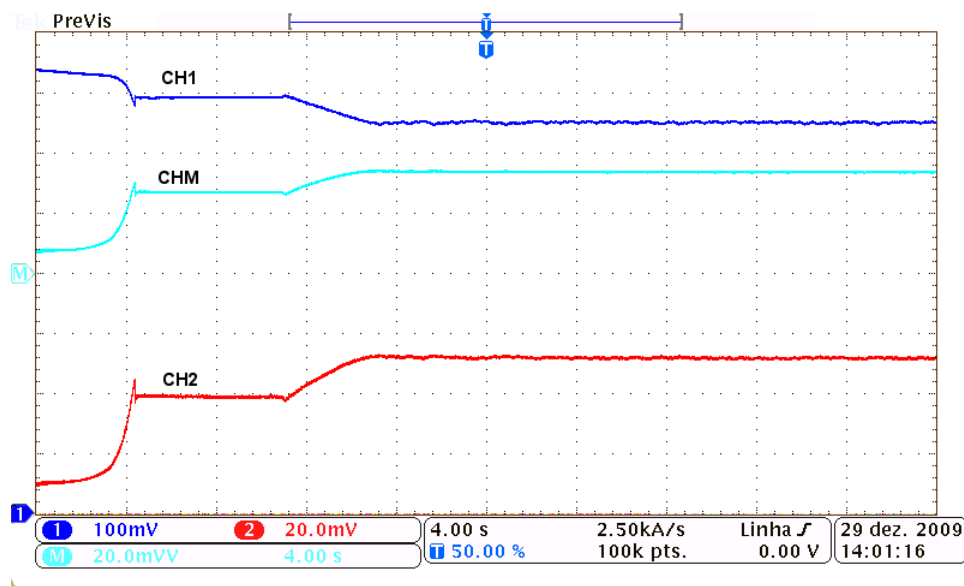


Figura 7.68: Funcionamento do algoritmo de MPPT com  $T_s = 100$  ms e  $\Delta_v = 0,6$  V. CH1: Tensão fotovoltaica (50 V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (2 A/div). CHM: Potência fotovoltaica (2,5 kW/div).

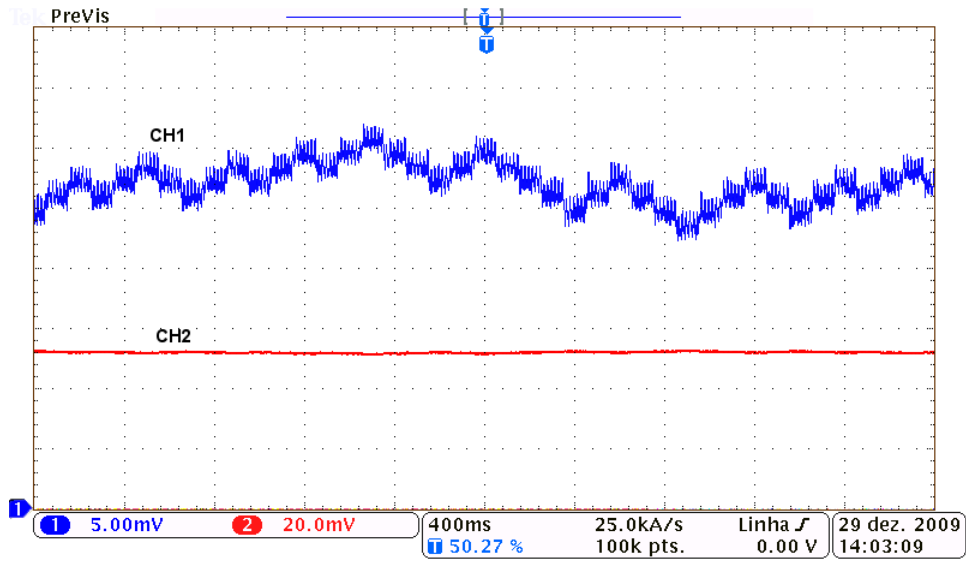


Figura 7.69: Funcionamento do algoritmo de MPPT com  $T_s = 100$  ms e  $\Delta_v = 0,6$  V. CH1: Tensão fotovoltaica (2,5 V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (2 A/div).

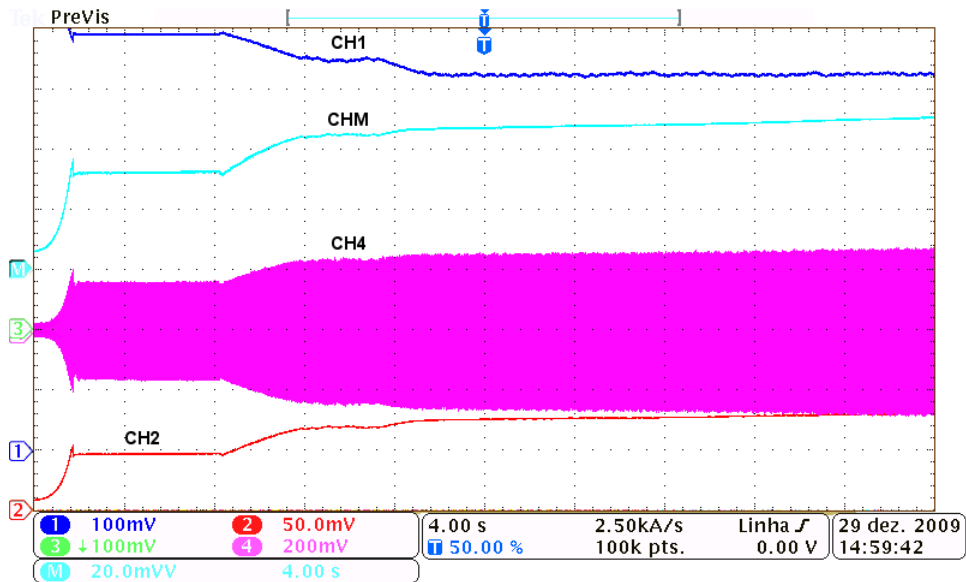


Figura 7.70: Funcionamento do algoritmo de MPPT com  $T_s = 100$  ms e  $\Delta_v = 0,6$  V. CH1: Tensão fotovoltaica (50 V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (5 A/div). CH4: Corrente injetada na rede elétrica (20 A/div). CHM: Potência fotovoltaica (1 kW/div).

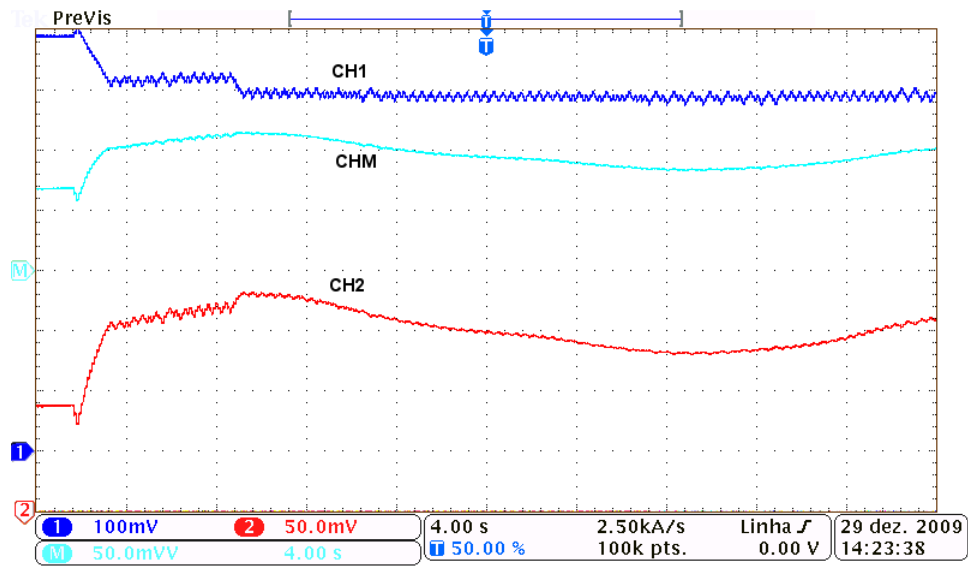


Figura 7.71: Funcionamento do algoritmo de MPPT com  $T_s = 100$  ms e  $\Delta_v = 3$  V. CH1: Tensão fotovoltaica (50 V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (5 A/div). CHM: Potência fotovoltaica (2,5 kW/div).

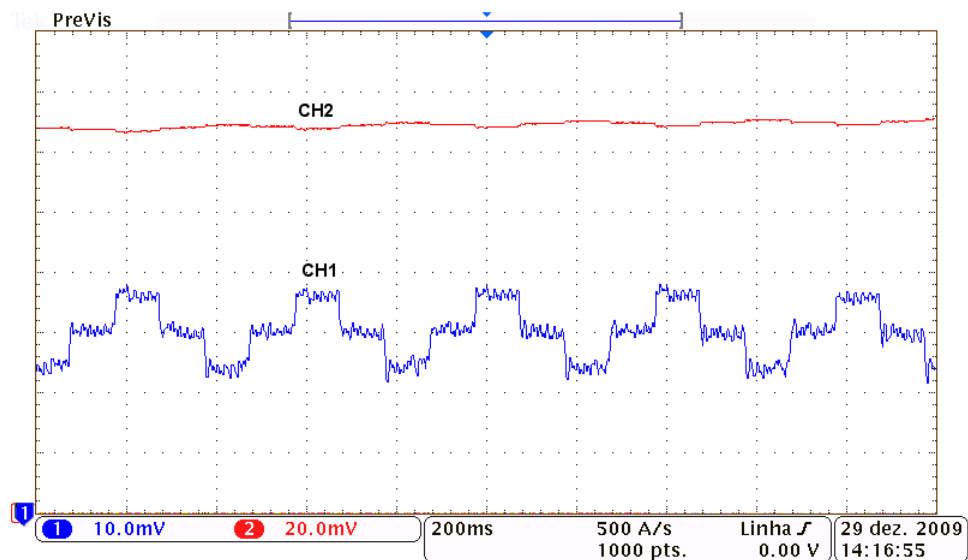


Figura 7.72: Funcionamento do algoritmo de MPPT com  $T_s = 100$  ms e  $\Delta_v = 3$  V. CH1: Tensão fotovoltaica (5 V/div). CH2: Corrente fotovoltaica (2 A/div).



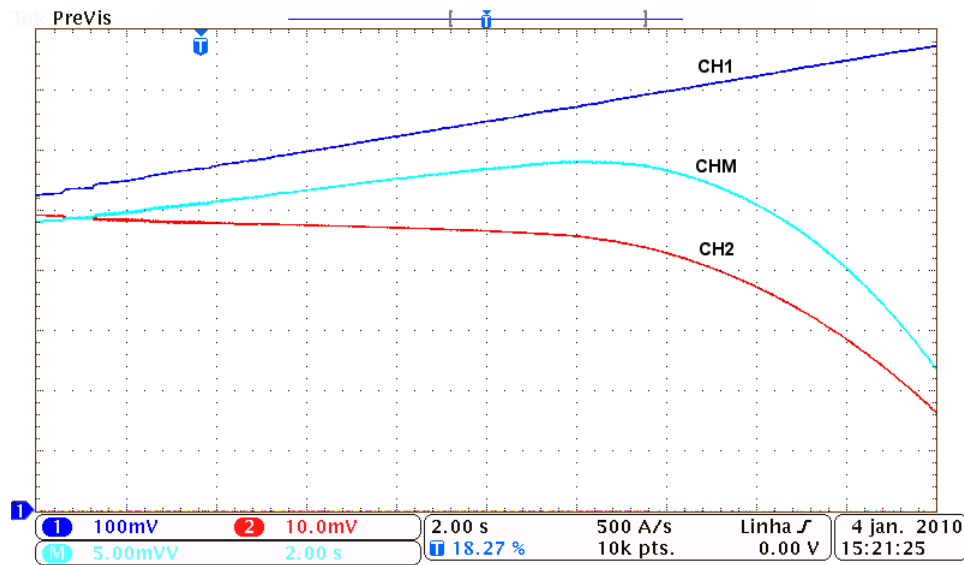


Figura 7.73: Traçado das curvas  $I \times V$  e  $P \times V$  do conjunto fotovoltaico. CH1: Tensão do conjunto fotovoltaico (50 V/div). CH2: Corrente do conjunto fotovoltaico (10 A/div). CHM: Potência do conjunto fotovoltaico (250 W/div).

A Fig. 7.73 ilustra o resultado de uma experiência realizada para testar a regulação da tensão de entrada do conversor CC-CC (tensão do conjunto fotovoltaico) e traçar as curvas características  $I \times V$  e  $P \times V$ . No canal CH1 é mostrada a tensão do conjunto, no canal CH2 é mostrada a corrente e o canal matemático CHM mostra a potência do conjunto. Todas as curvas são traçadas no eixo do tempo, porém se observa que a tensão varia linearmente, o que permite observar corretamente os desenhos das curvas  $I \times V$  e  $P \times V$ , que têm a tensão no eixo das abscissas.

## 7.6 Conclusões

Este capítulo apresentou os resultados de um protótipo de conversor de dois estágios para a conexão de um sistema fotovoltaico à rede elétrica. O conversor foi construído em laboratório e foi posteriormente testado numa instalação fotovoltaica de 7,5 kW, operando conetado à rede elétrica de distribuição de 127 V / 220 V.

O estudo iniciou-se com a caracterização e a modelagem do conjunto de painéis solares usados no sistema, com os conhecimentos desenvolvidos no Capítulo 3.

Em seguida foi feita a modelagem do conversor CC-CC baseado na estrutura em ponte completa com transformador de isolamento de alta frequência, que constitui o primeiro estágio de conversão do sistema. Foi analisado o sistema de controle empregado na regulação da tensão do conjunto fotovoltaico, assunto estudado no Capítulo 4. Um conversor CC-CC foi construído e experimentado, permitindo validar os estudos teóricos realizados e identificar possibilidades para a futura melhoria do projeto.

O segundo estágio, o conversor CC-CA, foi projetado e construído empregando os sistemas de controle de correntes, sincronismo e controle de tensão analisados no Capítulo 6.

# Capítulo 8

## Conclusões e sugestões para desenvolvimentos futuros

### 8.1 Conclusões gerais

Este foi o primeiro trabalho sobre conversores conectados à rede para fontes renováveis de energia desenvolvido no grupo do Laboratório de Eletrônica de Potência da FEEC/UNICAMP, sob a orientação do Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho. Espera-se que este seja o precursor de muitos outros trabalhos nesta área do conhecimento, que deverão investigar diversos assuntos que não foram englobados pelo presente trabalho.

Não se esperava alcançar o estado da arte dos conversores conectados à rede com os modestos recursos disponíveis para este trabalho. O objetivo era somente construir um conversor eletrônico para ser usado na instalação de painéis fotovoltaicos de 7,5 kW da UNICAMP, localizada no Instituto de Física Gleb Wataghin (IFWG). No processo de desenvolvimento e construção do conversor foram abordados diversos assuntos pertinentes ao estudo de conversores eletrônicos para sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

As lacunas que ficaram no projeto devem-se, além da quantidade de assuntos envolvidos, à ausência de trabalhos anteriores e de conhecimento sobre o assunto dentro do grupo de trabalho onde foi desenvolvido. Além disso, o trabalho não contou inicialmente com todas as

facilidades necessárias para o desenvolvimento da pesquisa. Foi necessário buscar recursos, equipar um laboratório, adquirir instrumentos, materiais e componentes – tarefas que tomaram tempo considerável.

Apesar das dificuldades, o trabalho foi concluído com bons resultados. O conversor foi levado do laboratório até a planta fotovoltaica, foi ligado ao conjunto de painéis solares e funcionou perfeitamente, sem a necessidade de ajustes ou modificações. O conversor foi testado nos meses de dezembro de 2009 e janeiro de 2010, durante o curto espaço de tempo em que os painéis solares do IFGW/UNICAMP foram cedidos para este trabalho.

## 8.2 Contribuições do trabalho

A primeira contribuição do trabalho foi o desenvolvimento de tecnologia e a criação de conhecimentos práticos sobre conversores eletrônicos para a geração distribuída de energia elétrica com fontes alternativas. A construção de um conversor eletrônico experimental representou a materialização de conhecimentos que muitas vezes não são aplicados e ficam restritos aos artigos acadêmicos e às simulações computacionais. Foi bastante gratificante poder retirar este conversor do laboratório e levá-lo para o campo.

A segunda contribuição consistiu no desenvolvimento de um método de modelagem e simulação para painéis e conjuntos fotovoltaicos. Diante da dificuldade de encontrar uma maneira simples para modelar e simular painéis solares nos simuladores de circuitos, desenvolveu-se uma metodologia própria e construíram-se modelos de simulação que hoje estão disponíveis na internet e podem ser usados livremente por outros pesquisadores. Foi uma contribuição simples, mas útil.

A terceira contribuição foi o estudo realizado sobre a regulação da tensão dos painéis solares com conversores eletrônicos. Foi escolhido o conversor *buck* para os estudos, pois era o que se assemelhava ao conversor CC-CC *full-bridge* com indutor na saída, que foi empregado no projeto. O estudo consistiu em fazer a modelagem de pequenos sinais e realizar diversas observações e simulações com o sistema. O resultado foi a proposição de critérios de projeto para compensadores lineares para o controle da tensão de entrada do conversor *buck* alimentado por um dispositivo

fotovoltaico.

No assunto do rastreamento da máxima potência (MPPT) foi levantada a questão sobre a necessidade da regulação em malha fechada da tensão dos painéis fotovoltaicos. É uma necessidade ignorada em muitos trabalhos encontrados na literatura. Foi feito um estudo sobre o desempenho do método de perturbação e observação, testando os casos com e sem o controle do conversor. O resultado é que o comportamento dinâmico do conversor afeta bastante o desempenho do rastreador de máxima potência. Portanto, se for possível regular a tensão do conversor, melhorando o tempo de resposta e eliminando as oscilações e *overshoots* das correntes e tensões do conversor eletrônico, isso deve ser feito.

A última contribuição foi a tentativa de escrever um texto didático, que pudesse ser lido e facilmente aproveitado por outros estudantes e pesquisadores.

## 8.3 Sugestões para trabalhos futuros

A escolha da topologia de conversor a ser empregado ainda carece de investigação aprofundada. Um estudo empregando o conversor *full-bridge* do tipo *boost*, com controle da corrente de entrada, será muito importante para dirimir a dúvida.

Para melhorar o rendimento do conversor será necessário substituir o chaveamento convencional (*hard switching*) do conversor CC-CC *full-bridge* pelos modos de chaveamento ressonante ZVS (*zero-voltage switching*) ou ZCS (*zero-current switching*). Atualmente é exigido que os conversores comerciais tenham eficiência mínima de 94%, com a expectativa de alcançar 98% [194]. Para alcançar o nível de eficiência dos conversores comerciais encontrados em outros países são necessárias mais pesquisas de aprimoramento tecnológico e científico para o emprego de técnicas de comutação ressonante e para o uso de circuitos amaciadores regenerativos. Além de melhorar a eficiência de conversão, essas técnicas aumentam a confiabilidade e a compatibilidade eletromagnética do sistema [194].

Do lado do conversor CC-CA é necessário estudar técnicas para melhorar a eficiência. O emprego de frequências de chaveamento menores com filtros LCL na saída ou conversores

multiníveis podem ser algumas alternativas. O estudo desses assuntos e a construção de novos protótipos são sugestões para colegas que desejam dar continuidade a esta pesquisa.

A última sugestão, feita no sentido de tornar técnica e economicamente interessante a produção comercial do conversor desenvolvido, é reprojeter e miniaturizar as placas eletrônicas, desenvolver uma plataforma própria com microprocessador (para dispensar a *evaluation board* empregada), procurar alternativas mais baratas para sensores de tensão e corrente e desenvolver tecnologia de *drivers* para transistores com isolações magnética e óptica, entre outras coisas.

Por último, a continuidade deste trabalho deve abordar o assunto da detecção do ilhamento, estudando técnicas que possam ser implementadas com processamento digital e incorporadas aos sistemas de controle do conversor.

# Apêndice A

## Informações adicionais sobre o modelo fotovoltaico

Este apêndice apresenta os programas em linguagem MATLAB usados no processo de ajuste do modelo fotovoltaico. Em seguida são apresentados alguns resultados obtidos com o modelo testado com diversos tipos de dispositivos fotovoltaicos, em diferentes condições de operação.

### A.1 Algoritmo básico de ajuste do modelo

```
Rs = 0; Rp = Rp_min;           %Valores iniciais de Rs e Rp
T = Tn; G = Gn;                %Temperatura e irradiância do ajuste
Vt = k * T / q;                %Tensão de junção em função da temperatura
perror = Inf;
ni = 0;

%Aqui é iniciado o processo iterativo com o objetivo
%de buscar a condição Pmax,modelo = Pmax,experimental

while (perror>tol) && (Rp > 0) && (ni < nimax)

    ni = ni + 1;

    %Efeito da temperatura e da irradiância na corrente
    dT = T-Tn;
```

```

Ipn = (Rs+Rp)/Rp * Iscn;           %Corrente fotovoltaica
Ipv = (Ipn + Ki*dT) *G/Gn;         %Corrente fotovoltaica real
Isc = (Iscn + Ki*dT) *G/Gn;         %Corrente de curto-circuito

%Corrente de saturação reversa
Io = (Ipv - Vocn/Rp)/(exp(Vocn/Vt/a/Ns)-1);

Rs = Rs + Rsinc; %Incrementa Rs
Rp_ = Rp;

%Calcula Rp
Rp = Vmp*(Vmp+Imp*Rs)/(Vmp*Ipv-Vmp*Io*exp((Vmp+Imp*Rs)/Vt/Ns/a)+Vmp*Io-Pmax_e);

V = 0:Vocn/nv:Vocn;           % Voltage vector
I = zeros(1,size(V,2));        % Current vector

%Solução numérica da corrente para diversos valores de tensão
for j = 1 : size(V,2)
g(j) = Ipv-Io*(exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-1)-(V(j)+I(j)*Rs)/Rp-I(j);
while (abs(g(j)) > 1e-5) %Newton-Raphson
g(j) = Ipv-Io*(exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-1)-(V(j)+I(j)*Rs)/Rp-I(j);
glin(j) = -Io*Rs/Vt/Ns/a*exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-Rs/Rp-1;
I(j) = I(j) - g(j)/glin(j);
end
end % for j = 1 : size(V,2)

%Cálculo da potência
P = (Ipv-Io*(exp((V+I.*Rs)/Vt/Ns/a)-1)-(V+I.*Rs)/Rp).*V;

Pmax_m = max(P); %Encontra o pico de potência
Pmax_e = Vmp*Imp;
perror = (Pmax_m-Pmax_e); %Erro do modelo

end % while (error>tol)

if (Rp<0) Rp = Rp_ ; end

Ion = Io;

```



## A.2 Algoritmo para ajuste ótimo

```
na=0; Rp = Inf;

for a=0.5:ainc:1.5

na = na+1;

adjust_model; %Executa o algoritmo básico

%Restaura o último valor positivo de Rp caso o algoritmo tenha sido
%interrompido pela ocorrência de um valor negativo de resistência
if (Rp < 0) Rp = Rp_; end

%Resolve a equação de corrente para valores experimentais de tensão
V1 = Vexp; %Vetor de tensão (experimental)
I1 = zeros(1,size(V1,2)); %Vetor de corrente (a ser calculado)

for j = 1 : size(V1,2)
g(j) = Ipv-Io*(exp((V1(j)+I1(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-1)-(V1(j)+I1(j)*Rs)/Rp-I1(j);
while (abs(g(j)) > 0.00001) %Newton-Raphson
g(j) = Ipv-Io*(exp((V1(j)+I1(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-1)-(V1(j)+I1(j)*Rs)/Rp-I1(j);
glin(j) = -Io*Rs/Vt/Ns/a*exp((V1(j)+I1(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-Rs/Rp-1;
I1_(j) = I1(j) - g(j)/glin(j); I1(j) = I1_(j);
end
end % for j = 1 : size(V1,2)

perror_hist(na) = perror; %Armazena histórico de erros
merror = sum((I1-Iexp).^2)/size(I1,2); %Calcula erro médio do modelo
merror_hist(na) = merror; %Armazena histórico de erro médio

a_hist(na) = a; %Armazena os valores de a utilizados
a = a + ainc; %Incrementa a para o próximo passo

end

%Encontra o valor de a que proporciona o menor erro médio
[m,n] = min(abs(merror_hist)); a = a_hist(n)

adjust_model; %Executa o algoritmo básico com o melhor valor de a
```

## A.3 Definição das variáveis e constantes

Exemplo das definições das variáveis e constantes usadas nos algoritmos de ajuste.

```
% Informações obtidas na folha de dados:

Iscn = 8.1887;           %Corrente nominal de curto-circuito [A]
Vocn = 33.0978;         %Tensão nominal de circuito aberto [V]
Imp = 7.6295;           %Corrente na máxima potência [A]
Vmp = 26.8507;          %Tensão na máxima potência [V]
Pmax_e = Vmp*Imp;        %Potência máxima experimental [W]
Kv = -0.123;            %Coeficiente tensão/temperatura [V/K]
Ki = 3.18e-3;           %Coeficiente corrente/temperatura [A/K]
Ns = 54;                %Número de células fotovoltaicas
Gn = 1000;              %Irradiância nominal [W/m^2] @ 25oC
Tn = 25 + 273.15;       %Temperatura nominal [K]

% Constantes:
k = 1.3806503e-23;      %Boltzmann [J/K]
q = 1.60217646e-19;     %Carga do elétron [C]

% Parâmetros do algoritmo:
Rsinc = 0.00001;        %Incremento de Rs
ainc = 0.05;            %Incremento de a
tol = 1e-5;             %Tolerância do erro de potência do algoritmo de ajuste básico
nimax = 5000000000;     %Número máximo de iterações do algoritmo básico
nv = 500;               %Número de pontos calculados em cada iteração do algoritmo básico
```

## A.4 Programa para solução e simulação do modelo

```
T = 273.15 + 50;        %Temperatura [oC]
G = 1000;               %Irradiância [W/m^2]

Vtn = k * Tn / q;       %Thermal junction voltage (nominal)
Vt = k * T / q;         %Thermal junction voltage (actual temperature)

method = 1; %Seleção do método de cálculo de Io

if method == 1, %Método 1
Tmax = 75 + 273.15; dT_ = Tmax - Tn; Isc_ = ( Iscn + Ki*dT_ );
```

```

Voc_ = ( Vocn + Kv*dT_ ); Vt_ = k * Tmax / q;
Eg =
log(Isc_*Tn^3/Ion/Tmax^3/(exp(Voc_/a/Ns/k/Tmax*q)-1))*a*k*Tn*Tmax/q/(Tmax-Tn);
Io = Ion *(T/Tn)^(3) * exp( q * Eg/a/ k * (1/Tn-1/T) );
end

if method == 2, %Método 2
dT = T - Tn;
Isc_ = ( Iscn + Ki*dT );
Voc_ = ( Vocn + Kv*dT );
Ipv_ = (Rs+Rp)/Rp * Isc_;
Io = (Ipv - Voc_/Rp)/(exp(Voc_/Vt/a/Ns)-1);
end

%Efeito da temperatura e da irradiância na corrente
dT = T-Tn;
Ipnv = (Rs+Rp)/Rp * Iscn; %Corrente fotovoltaica
Ipv = (Ipnv + Ki*dT) *G/Gn; %Corrente fotovoltaica real
Isc = (Iscn + Ki*dT) *G/Gn; %Corrente de curto-circuito

V = 0:Vocn/nv:Vocn;
I = zeros(1,size(V,2));

for j = 1 : size(V,2) %Solução da equação IxV

g(j) = Ipv-Io*(exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-1)-(V(j)+I(j)*Rs)/Rp-I(j);

while (abs(g(j)) > 0.001) % Resolve g = I - f(I,V) = 0 por Newton-Raphson

g(j) = Ipv-Io*(exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-1)-(V(j)+I(j)*Rs)/Rp-I(j);
glin(j) = -Io*Rs/Vt/Ns/a*exp((V(j)+I(j)*Rs)/Vt/Ns/a)-Rs/Rp-1;
I(j) = I(j) - g(j)/glin(j);

end

end

```

## A.5 Validação do modelo

Encontram-se a seguir figuras que apresentam as curvas  $I \times V$  e  $P \times V$  obtidas a partir dos modelos fotovoltaicos e os dados experimentais de alguns painéis fotovoltaicos comerciais.

### Solarex MSX60

A Fig. A.1 mostra o comportamento do erro médio do modelo do painel solar MSX60 [195] obtido com o algoritmo de ajuste ótimo. O melhor modelo é obtido com  $a = 1,25$ . As Figs. A.2 e A.3 mostram as curvas do painel solar obtidas com o melhor modelo encontrado. A Fig. A.4 mostra o gráfico do erro do modelo, obtido a partir da curva  $I \times V$  da Fig. A.2. As Figs. A.5 e A.6, mostram as curvas  $I \times V$  e  $P \times V$  do modelo confrontadas com dados experimentais do painel MSX60 [195] em duas condições diferentes de temperatura. Na folha de dados não estavam disponíveis curvas experimentais para diferentes níveis de irradiação solar.

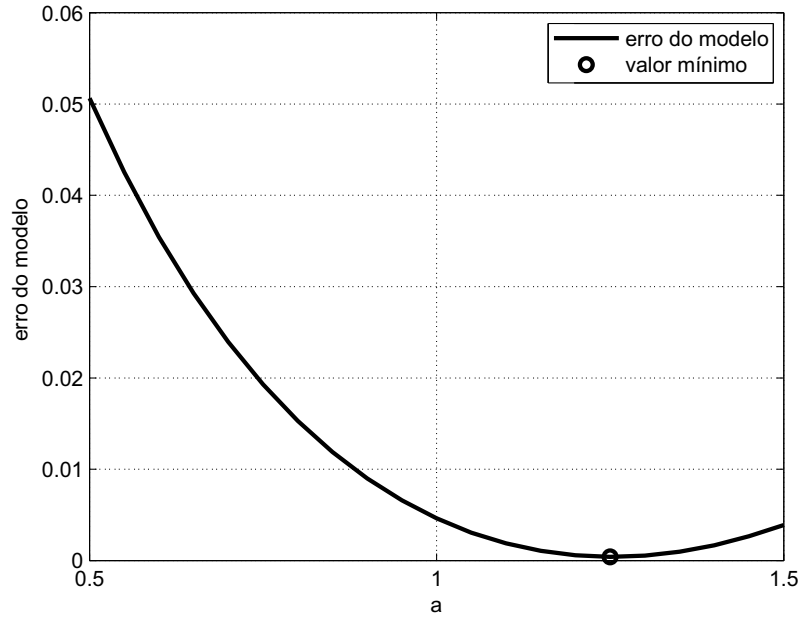


Figura A.1: O gráfico do erro médio do modelo mostra que existe um valor de  $a$  para o qual o ajuste do modelo é otimizado. O gráfico é obtido através da execução do algoritmo de ajuste básico para valores de  $a$  dentro de uma faixa definida. O erro médio é calculado com base nos pontos experimentais e na curva  $I \times V$  de cada modelo correspondente a um valor de  $a$  diferente.

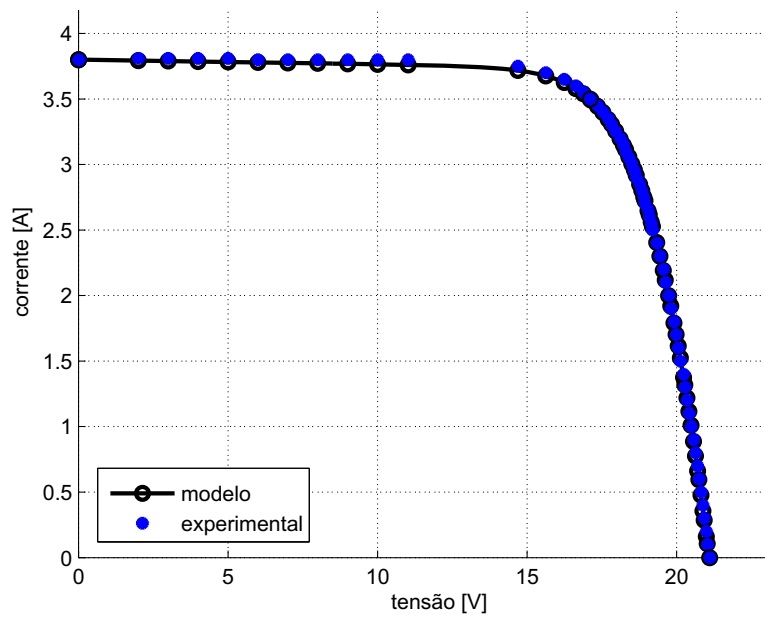


Figura A.2: Curva  $I \times V$  do modelo e valores experimentais.

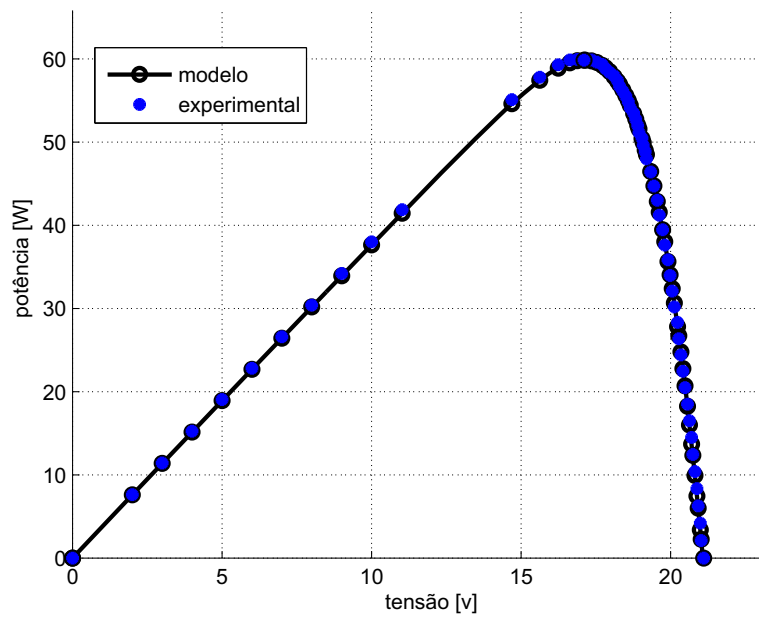


Figura A.3: Curva  $P \times V$  do modelo e valores experimentais.

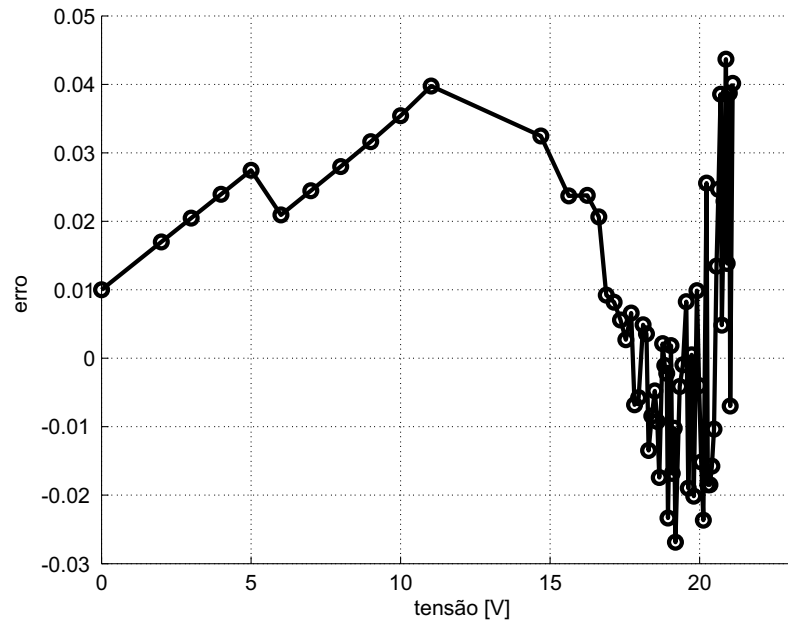


Figura A.4: Erro absoluto de corrente do modelo fotovoltaico otimizado.

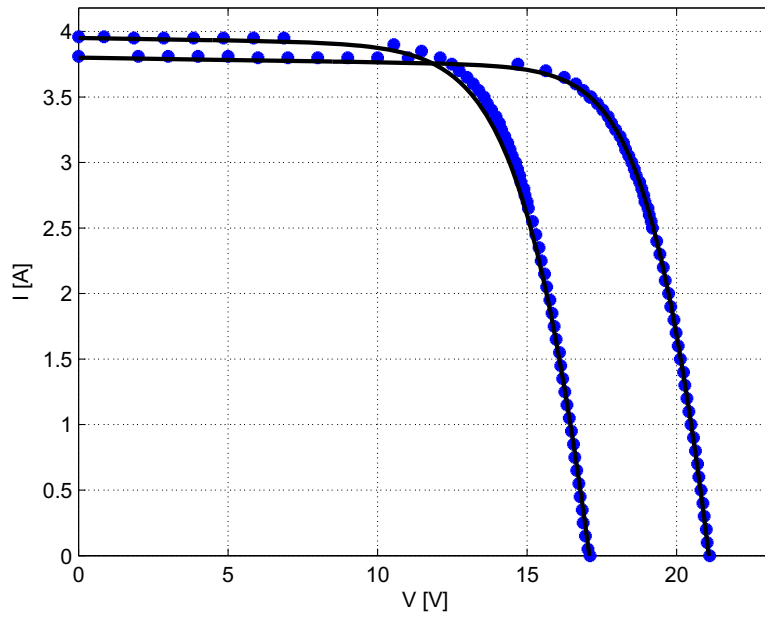


Figura A.5: Curvas  $I \times V$  do modelo do painel e pontos experimentais obtidos em diversas condições de temperatura ( $25^{\circ}C$ ,  $50^{\circ}C$ ).

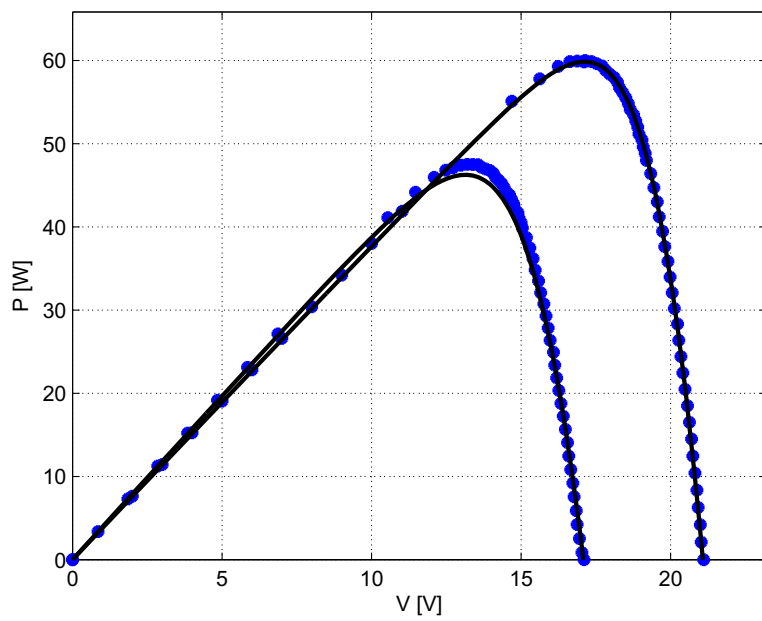


Figura A.6: Curvas  $P \times V$  do modelo do painel e pontos experimentais obtidos em diversas condições de temperatura (25 °C, 50 °C).

## Q6LM

A Fig. A.7 mostra o comportamento do erro médio do modelo do painel solar Q6LM [196] obtido com o algoritmo de ajuste ótimo. O melhor modelo é obtido com  $a = 1,3$ . As Figs. A.8 e A.9 mostram as curvas do painel solar obtidas com o melhor modelo encontrado. A Fig. A.10 mostra o gráfico do erro do modelo, obtido a partir da curva  $I \times V$  da Fig. A.8. As Figs. A.11 e A.12, mostram as curvas  $I \times V$  e  $P \times V$  do modelo confrontadas com dados experimentais do painel Q6LM em três condições diferentes de irradiação solar. Na folha de dados não estavam disponíveis curvas experimentais para diferentes temperaturas.

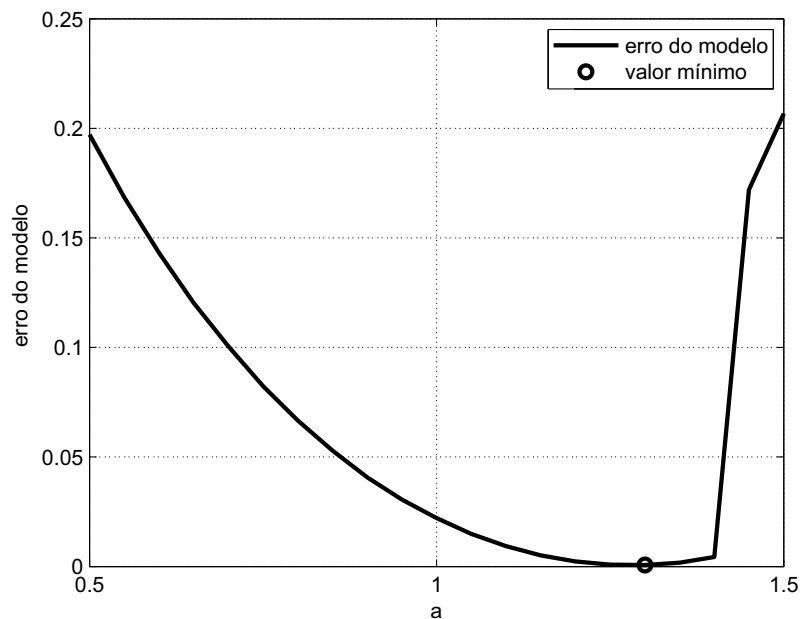


Figura A.7: O gráfico do erro médio do modelo mostra que existe um valor de  $a$  para o qual o ajuste do modelo é otimizado. O gráfico é obtido através da execução do algoritmo de ajuste básico para valores de  $a$  dentro de uma faixa definida. O erro médio é calculado com base nos pontos experimentais e na curva  $I \times V$  de cada modelo correspondente a um valor de  $a$  diferente.



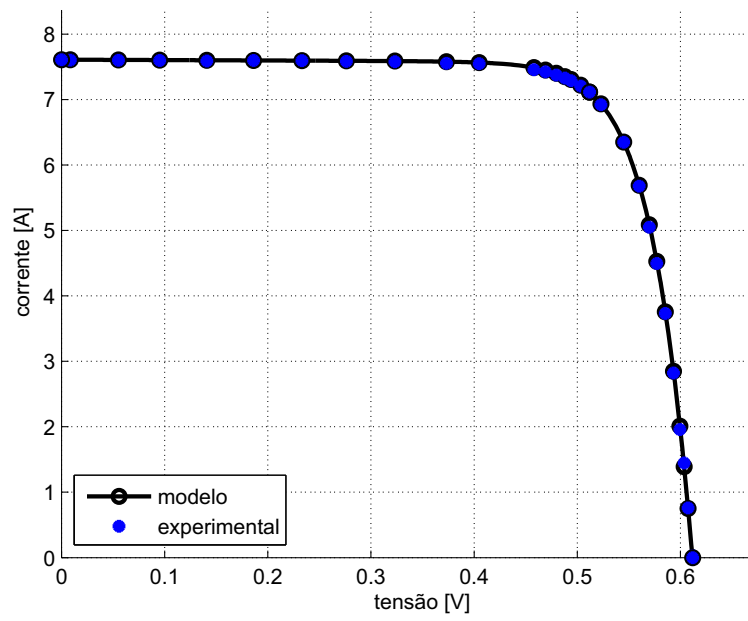


Figura A.8: Curva  $I \times V$  do modelo e valores experimentais.

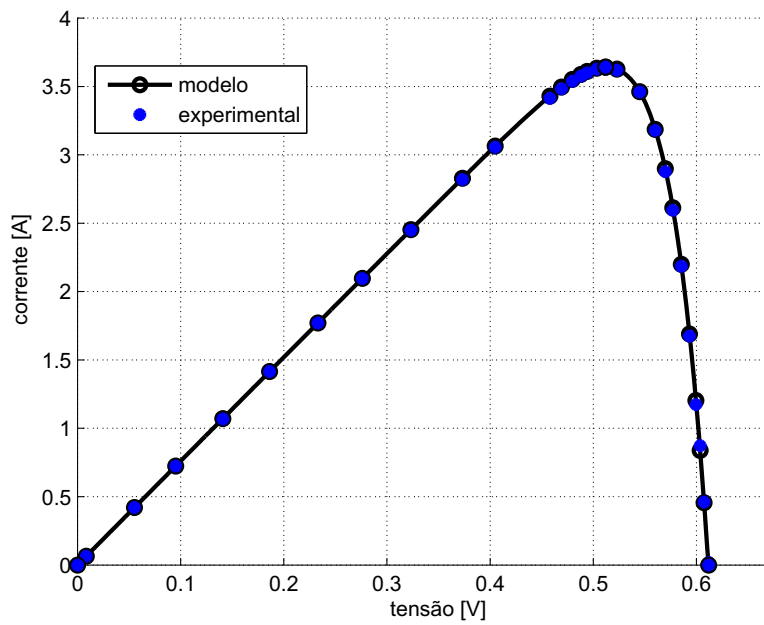


Figura A.9: Curva  $P \times V$  do modelo e valores experimentais.

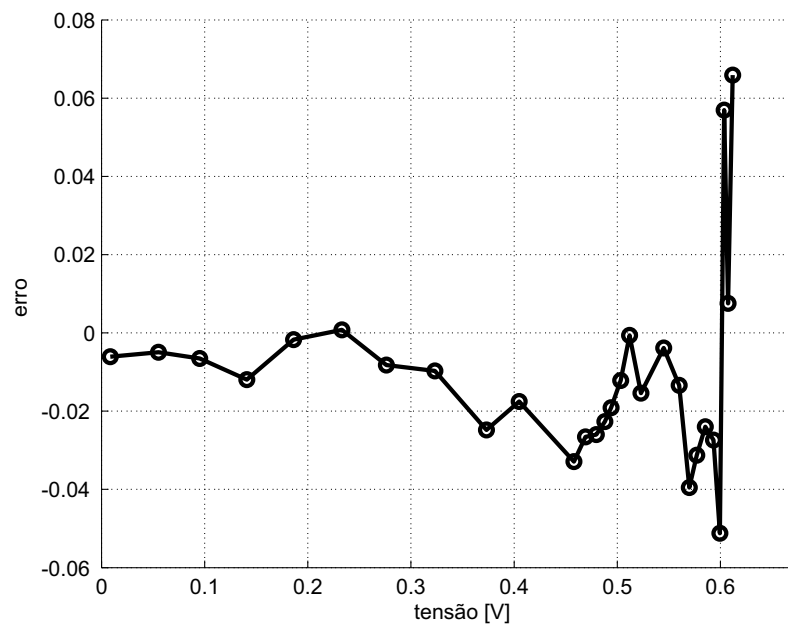


Figura A.10: Erro de corrente ( $I$ ) do modelo fotovoltaico otimizado.

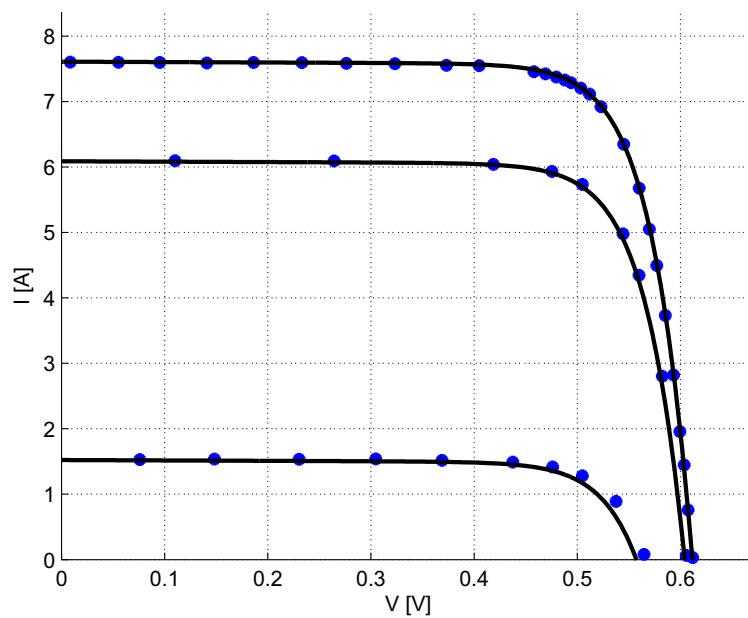


Figura A.11: Curvas  $I \times V$  do modelo do painel Q6LM e pontos experimentais obtidos em diversas condições de irradiação solar ( $1000 \text{ W/m}^2$ ,  $800 \text{ W/m}^2$ ,  $200 \text{ W/m}^2$ ).

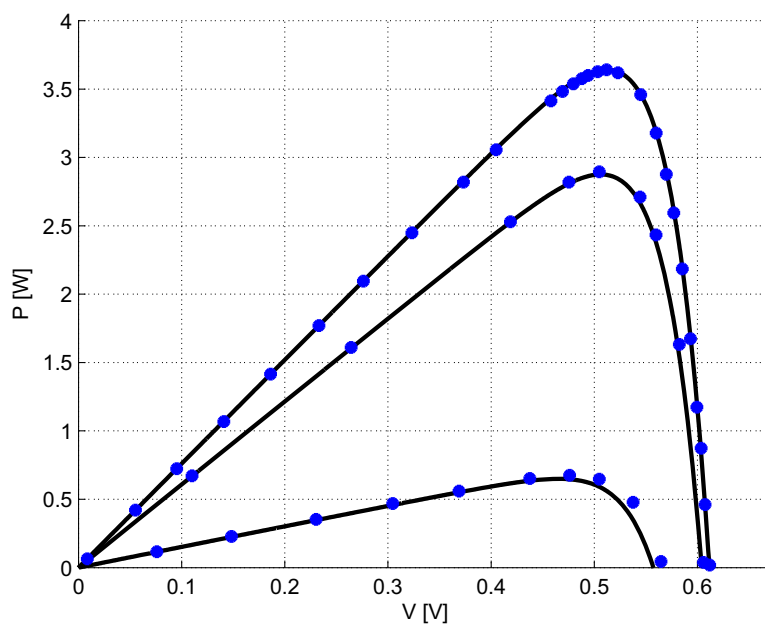


Figura A.12: Curvas  $P \times V$  do modelo do painel Q6LM e pontos experimentais obtidos em diversas condições de irradiação solar ( $1000 \text{ W/m}^2$ ,  $800 \text{ W/m}^2$ ,  $200 \text{ W/m}^2$ ).

## Apêndice B

# Algoritmos de MPPT em linguagem C

### B.1 Perturbação e observação

```
P = V*I;  
  
if (P > P_)  
{  
    if (V > V_)  
        Vref = Vref + dV;  
    else  
        Vref = Vref - dV;  
}  
else  
{  
    if ( V > V_)  
        Vref = Vref - dV;  
    else  
        Vref = Vref + dV;  
}  
  
V_ = V;  
I_ = I;  
P_ = P;
```

## B.2 Condutância incremental

```
dV = V - V_;
dI = I - I_;

if (dV==0)
    if (dI==0)
        else
            if (dI > 0)
                { Vref = Vref + delta; }
            else
                { Vref = Vref - delta; }
    else
        if (dI/dV == -I/V)
            else
                if (dI/dV > -I/V)
                    { Vref = Vref + delta; }
                else
                    { Vref = Vref - delta; }

I_ = I;
V_ = V;
```

## B.3 Condutância incremental com varredura da tensão

```
double V,I,delta,dI,dV;
static double I_=0,V_=0,Vref=.9;
double P=0;
static double P_=0;
static double Pmax=0,Vmax=0;
static int kount=0, varredura=1,kount_mpp=0;

dV = V - V_;  dI = I - I_;

kount++;

if ( (kount>100))
{ varredura=1;  kount=0;  Vref=1.0; }

if (varredura==0) // funcionamento normal
```

```

{   Pmax=0;   Vmax=0;

if (dV==0)
{   if (dI!=0)
        if (dI > 0)
        {   Vref = Vref + delta;   }
        else
        {   Vref = Vref - delta;   }
}
else
    if (dI/dV != -I/V)
        if (dI/dV > -I/V)
        {   Vref = Vref + delta;   }
        else
        {   Vref = Vref - delta;   }
}
else if (varredura==1) //modo varredura
{   if (P >= Pmax) {Pmax = P; Vmax = V;}
    Vref-=delta*20;
    if (Vref <=0)
    {   varredura=0;
        Vref=Vmax;
        kount=0;
        kount_mpp=0;   }
    }
I_ = I;   V_ = V;   P_=V_*I_;

```

# Apêndice C

## Projeto e realização de compensadores

### C.1 Projeto de compensadores lineares

O projeto de compensadores lineares PI (proporcional e integral) e PID (proporcional, integral e derivativo) é realizado de forma que o sistema de malha fechada atenda alguns critérios de estabilidade. O projeto pode ser feito através de técnicas clássicas de controle [197–199]. Aqui é analisado de forma resumida o projeto no domínio da frequência, orientado pelo diagrama de Bode da resposta em frequência do sistema.

#### C.1.1 Critérios de estabilidade

##### Frequência de cruzamento

A frequência na qual o ganho de malha aberta do sistema é unitário é denominada frequência de cruzamento (*crossover*). O primeiro passo no projeto do compensador de um conversor chaveado é o posicionamento da frequência de cruzamento.

A frequência de cruzamento define a largura de banda do sistema de malha fechada. Diferentes definições de largura de banda podem ser encontradas na literatura. Para pequenos sinais a largura de banda coincide com a frequência de cruzamento  $\omega_c$  [133].

Segundo a teoria de amostragem [200], a largura de banda de um sistema chaveado deve ser

inferior à metade da frequência de chaveamento [134]. Na prática a frequência de cruzamento, que limita a largura de banda do sistema, deve ser cerca de um quarto ou um quinto da frequência de chaveamento [134], minimizando a ondulação causada pelo chaveamento na saída do sistema. Um projeto mais conservador limita a frequência de cruzamento a um décimo da frequência de chaveamento [133].

## Margem de fase

O primeiro critério de estabilidade de um sistema de malha fechada é que o deslocamento de fase na frequência de cruzamento deve ser inferior a  $180^\circ$ . A diferença entre o deslocamento de fase na frequência de cruzamento e o deslocamento de  $180^\circ$  é a margem de fase do sistema. Este critério é válido para sistemas que apresentam um único cruzamento pelo zero no diagrama de Bode do ganho de malha aberta [197–199].

## Margem de ganho

Qualquer sistema prático deve ter ganho tendendo a zero nas altas frequências [133]. Nos sistemas baseados em conversores chaveados é desejável ter ganho reduzido nas altas frequências (acima da frequência de cruzamento), impedindo que ruídos de alta frequência causados pelo chaveamento sejam propagados para a saída do sistema [134].

### C.1.2 Compensador PI

O ganho proporcional (P) é ajustado para posicionar a frequência de cruzamento. O componente integral (I) é usado para elevar o ganho nas frequências mais baixas [133]. Idealmente o ganho de malha deve ser infinito na frequência zero, o que possibilita erro de regime nulo na maior parte dos sistemas controlados.



### C.1.3 Compensador PID

O componente derivativo (D) do compensador PID é usado para melhorar a margem de fase em sistemas onde este critério de estabilidade é crítico. Mesmo com a estabilidade garantida pelo critério da margem de fase, eventualmente pode ser necessário acrescentar o compensador derivativo para melhorar o comportamento do sistema, pois normalmente a presença de oscilação e *overshoot* está relacionada com a margem de fase [133].

## C.2 Realização de compensadores discretos

Os compensadores lineares analógicos PI, PID ou P+RES podem ser realizados como compensadores digitais discretos no tempo. Há várias maneiras de discretizar esses compensadores e todas as formas apresentam resultados semelhantes quando a largura de banda do compensador é igual ou inferior a 10% da frequência de chaveamento [197]. Uma das maneiras de discretizar os compensadores é empregar a transformação de Tustin ou transformação bilinear:

$$H_d(z) = H_a(s) \Big|_{s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}} \quad (\text{C.1})$$

No MATLAB o seguinte comando pode ser usado para obter o numerador e o denominador da função de transferência discreta:

$$H_d(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (\text{C.2})$$

$$[\text{numz}, \text{denz}] = \text{bilinear}(\text{nums}, \text{dens}, \text{fs})$$

$$\text{numz} = [b_0 \ b_1 \ \dots \ b_n] , \text{denz} = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_n]$$

Um compensador discreto é um filtro digital. Os coeficientes do filtro podem ser obtidos a partir da função de transferência discreta  $H_d(z)$  da equação (C.2). Na forma direta transposta IIR a equação a diferenças do compensador é [200]:

$$y_k = b_0 e_k + b_1 e_{k-1} + \dots + b_2 e_{k-2} - a_1 y_{k-1} - \dots - a_2 y_k - 2 \quad (\text{C.3})$$

onde  $y(\cdot)$  é a saída do compensador e  $e(\cdot)$  é o erro de controle.

### C.2.1 Compensador PI com anti-saturação

A equação a diferenças (C.3) é a forma mais simples de implementar um compensador PI. Nesta equação os componentes proporcional e integral ficam embutidos em uma equação que pode facilmente ser implementada na forma de filtro discreto no processador digital. Para implementar uma estratégia simples de anti-saturação (*anti-windup*), entretanto, pode ser interessante utilizar uma equação alternativa, onde distinguem-se os componentes proporcional e integral:

$$y_k = k_p e_k + k_i i_k \quad (\text{C.4})$$

onde  $i_k$  é o integrador trapezoidal:

$$i_k = \frac{T_s}{2} [e_k + e_{k-1}] + i_{k-1} \quad (\text{C.5})$$

O compensador descrito por (C.4) e (C.5) é equivalente ao compensador descrito por (C.3), sendo que em (C.4) as partes proporcional e integral estão dissociadas.

O estado anterior do integrador  $i_{k-1}$  é:

$$i_{k-1} = \frac{1}{k_i} y_{k-1} - \frac{k_p}{k_i} e_{k-1} \quad (\text{C.6})$$

então o estado  $i_k$  pode ser escrito como:

$$i_k = \frac{T_s}{2} e_k + \frac{T_s}{2} e_{k-1} + \frac{1}{k_i} y_{k-1} - \frac{k_p}{k_i} e_{k-1} \quad (\text{C.7})$$

Substituindo (C.7) em (C.4), a equação a diferenças (C.3) torna-se:

$$y_k = \underbrace{\left[ k_p + \frac{k_i T_s}{2} \right]}_{b_0} e_k + \underbrace{\left[ \frac{k_i T_s}{2} - k_p \right]}_{b_1} e_{k-1} + y_{k-1} \quad (\text{C.8})$$

A equação (C.8) mostra a correspondência entre os coeficientes de (C.4) e (C.3), com  $a_1 = -1$ . As equações a diferenças (C.4) e (C.3) podem ser usadas indistintamente para implementar o compensador PI de primeira ordem. Entretanto, na forma da equação (C.4) a estratégia simples de anti-saturação da mostrada na Fig. C.1 pode ser realizada. Na literatura existem inúmeras estratégias de anti-saturação para compensadores discretos. A estratégia apresentada simplesmente interrompe o integrador quando a saída do compensador excede os limites. Em sistemas práticos a saída do compensador pode exceder o máximo esforço de controle efetivo. Isto causa a saturação do integrador e deteriora o desempenho do sistema de controle.

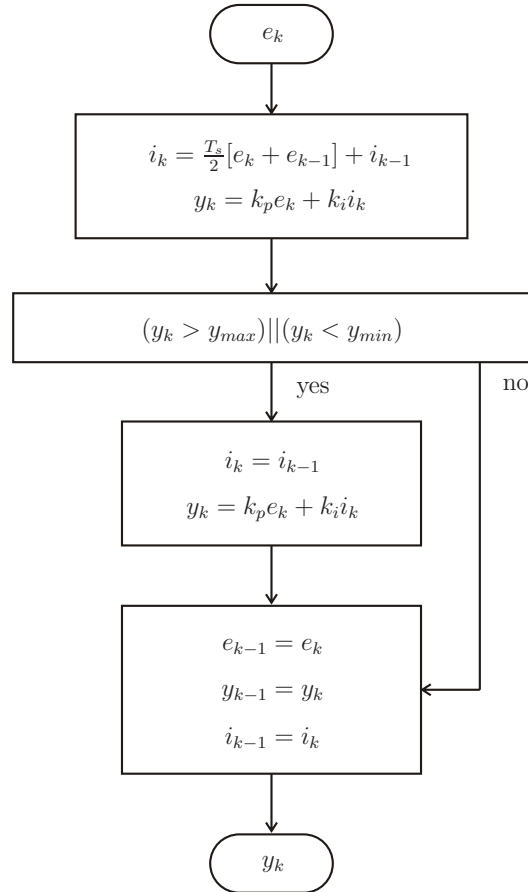


Figura C.1: Compensador PI com ação anti-saturação do integrador.

### C.2.2 Compensador P+RES

O compensador proporcional e ressonante (P+RES) pode ser elaborado por meio das funções de transferência:

$$C_{vi,res} = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (\text{C.9})$$

$$C_{vi,res} = k_p + \frac{2k_i \omega_b s}{s^2 + 2\omega_b^2 + \omega_0^2} \quad (\text{C.10})$$

A discretização das funções de transferência (C.9) e (C.10) é trivial e para isso pode-se empregar a transformação da equação (C.1). A implementação do compensador pode ser feita na forma do filtro digital mostrado na equação (C.3). Embora não seja estritamente necessário, é possível melhorar a precisão do compensador com o cálculo dos coeficientes das equações discretas em função da frequência de ressonância determinada pelo sistema de sincronismo (PLL). Para o compensador elaborado a partir da função de transferência (C.9) os coeficientes são:

$$\begin{aligned} b_0 &= k_p + (4T_s k_i)/(T_s^2 \omega_0^2 + 4) \\ b_1 &= 2k_p - (16k_p)/(T_s^2 \omega_0^2 + 4) \\ b_2 &= k_p - (4T_s k_i)/(T_s^2 \omega_0^2 + 4) \end{aligned} \quad (\text{C.11})$$

$$\begin{aligned} a_0 &= 1 \\ a_1 &= 2 - 16/(T_s^2 \omega_0^2 + 4) \\ a_2 &= 1 \end{aligned} \quad (\text{C.12})$$

Analogamente, as expressões dos coeficientes para o compensador elaborado a partir da função de transferência (C.10) podem ser obtidos a partir das transformação bilinear da equação (C.1).

# Apêndice D

## Transformações de coordenadas

### D.1 Transformações $abc \Leftrightarrow \alpha\beta$

As tensões e correntes instantâneas do sistema trifásico podem ser representadas por três vetores espaciais definidos sobre os eixos espaciais  $a$ ,  $b$  e  $c$ , deslocados em  $2\pi/3$  rad no plano, como mostra a Fig. D.1. A representação de variáveis com vetores espaciais é bem conhecida e teve origem na teoria de máquinas elétricas rotativas. Os vetores definidos na Fig. D.1 são:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_a &= x_a(t) e^{j0} \\ \mathbf{x}_b &= x_b(t) e^{j2\pi/3} \\ \mathbf{x}_c &= x_c(t) e^{-j\pi/3}\end{aligned}\tag{D.1}$$

As variáveis trifásicas no sistema de coordenadas  $abc$  podem ser descritas por um vetor girante, com velocidade angular  $\omega$ , no sistema de dois eixos  $\alpha\beta$ , como ilustra a Fig. D.2. A transformação do sistema  $abc$  para o  $\alpha\beta$  pode ser expressa através da equação vetorial:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha(t) + j x_\beta(t) = \frac{2}{3}K [\mathbf{x}_a + \mathbf{x}_b + \mathbf{x}_c]\tag{D.2}$$

Na equação (D.2) a constante  $K$  define o escalonamento do vetor  $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$  no sistema de coordenadas

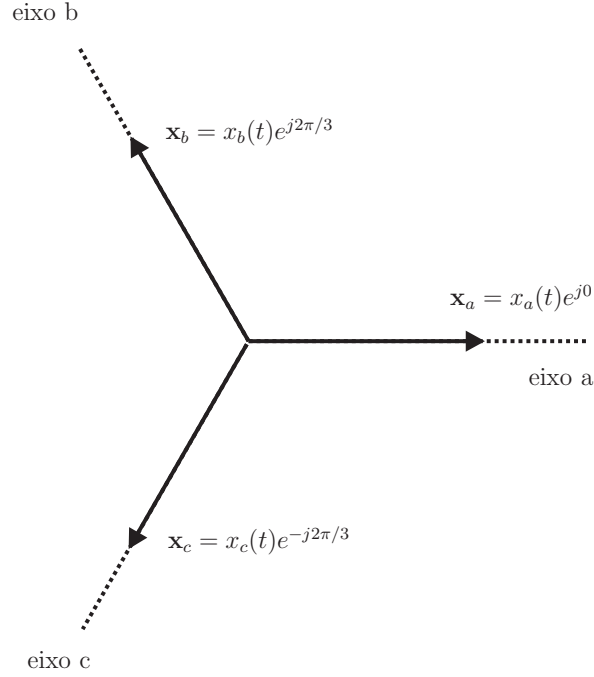


Figura D.1: Variáveis trifásicas definidas como vetores nos eixos espaciais  $abc$ .

$\alpha\beta$ . O valor de  $K$  é definido de acordo com a propriedade desejada da transformação de coordenadas:

- $K = 1 \rightarrow$  Os valores de pico das variáveis  $abc$  e  $\alpha\beta$  coincidem.
- $K = 1/\sqrt{2} \rightarrow$  Os valores eficazes das variáveis  $abc$  e  $\alpha\beta$  coincidem.
- $K = \sqrt{3}/2 \rightarrow$  A transformação é invariante em potência.

Em outras palavras, com  $K = \sqrt{3}/2$ , a potência do sistema trifásico é conservada na mudança de um sistema de coordenadas para o outro:

$$v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) = v_\alpha(t)i_\alpha(t) + v_\beta(t)i_\beta(t) \quad (\text{D.3})$$

Considerando a transformação invariante em potência, a equação vetorial (D.2) pode ser escrita na forma matricial (D.4). A transformação inversa, do sistema  $\alpha\beta$  para o  $abc$ , é expressa matricialmente por (D.5).

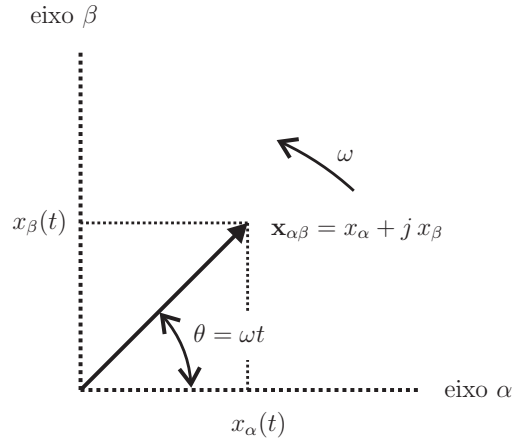


Figura D.2: Vetor  $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$  definido no sistema de coordenadas ortogonais  $\alpha\beta$ . Quando as variáveis  $\mathbf{x}_{a,b,c}$  são senoidais e equilibradas o vetor  $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$  gira com velocidade angular  $\omega$ .

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta}} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix}}_{T_{\alpha\beta}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc}} \quad (\text{D.4})$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc}} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3/2} \\ -1/2 & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix}}_{T_{\alpha\beta}^{-1}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta}} \quad (\text{D.5})$$

Em (D.4) e (D.5) duas importantes matrizes de transformação são definidas:

$$T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix} \quad (\text{D.6})$$

$$T_{\alpha\beta}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3/2} \\ -1/2 & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix} \quad (\text{D.7})$$

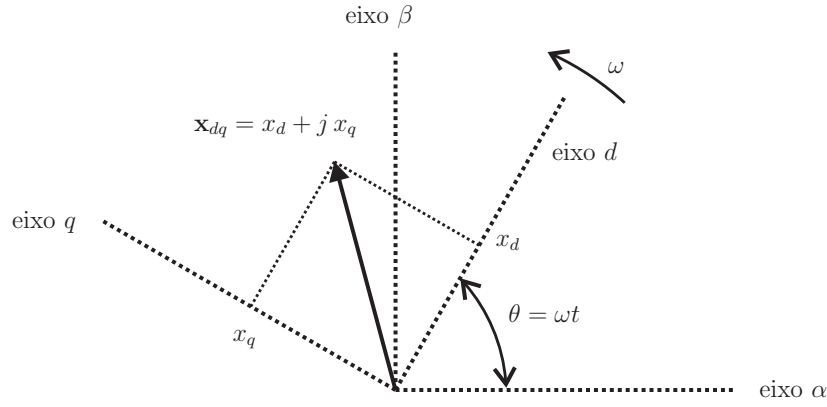


Figura D.3: Vetor estacionário  $\mathbf{x}_{dq}$  definido no sistema de eixos girante  $dq$ , com velocidade angular  $\omega$ .

## D.2 Transformações $\alpha\beta \Leftrightarrow dq$

O sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  é estacionário. Isso significa que variáveis senoidais nos eixos  $abc$  transformam-se em variáveis senoidais nos eixos  $\alpha\beta$ . Fazendo girar o sistema de eixos  $\alpha\beta$  com velocidade angular  $\omega$ , tem origem o sistema de coordenadas síncrono  $dq$ . Nos eixos  $dq$  as variáveis  $abc$  e  $\alpha\beta$ , originalmente senoidais, transformam-se em valores constantes. As informações de fase das variáveis estacionárias  $x_{a,b,c}$  ou  $x_{\alpha,\beta}$  ficam armazenadas no ângulo  $\theta = \omega t$  do sistema de coordenadas, enquanto as informações de amplitude estão contidas nas coordenadas invariantes no tempo  $x_d$  e  $x_q$ , que definem o vetor estacionário  $\mathbf{x}_{dq} = x_d + jx_q$ .

A Fig. D.3 ilustra a definição do vetor estacionário  $\mathbf{x}_{dq}$  no sistema de eixos girantes  $dq$ . Frequentemente o sistema  $dq$  é denominado síncrono, pois a velocidade angular  $\omega$  é a frequência de oscilação das variáveis trifásicas nos sistemas  $abc$  e  $\alpha\beta$ , portanto a rotação dos eixos  $dq$  é sincronizada com o sistema trifásico.

A transformação do sistema  $\alpha\beta$  para o sistema  $dq$  pode ser expressa com a equação vetorial:

$$\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{x}_{\alpha\beta} e^{-j\omega t} = \mathbf{x}_{\alpha\beta} e^{-j\theta} \quad (\text{D.8})$$



A equação (D.8) pode ser interpretada da seguinte forma:

$$\underbrace{x_d + j x_q}_{\mathbf{x}_{dq}} = \underbrace{(\cos \theta - j \sin \theta)}_{e^{-j\theta}} \underbrace{(x_\alpha + j x_\beta)}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta}} = \quad (\text{D.9a})$$

$$= (x_\alpha \cos \theta + x_\beta \sin \theta) + j (-x_\alpha \sin \theta + x_\beta \cos \theta) \quad (\text{D.9b})$$

A equação (D.9b) da transformação do sistema estacionário  $\alpha\beta$  para o sistema síncrono  $dq$  pode ser escrita na forma matricial (D.10). A transformação inversa é expressa pela equação (D.11).

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dq}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}}_{T_{dq}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta}} \quad (\text{D.10})$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}}_{T_{dq}^{-1}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dq}} \quad (\text{D.11})$$

Das equações (D.10) e (D.11) obtêm-se as matrizes de transformação (D.12) e (D.13).

$$T_{dq} = e^{-j\theta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{D.12})$$

$$T_{dq}^{-1} = e^{j\theta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{D.13})$$

As matrizes de transformação (D.12) e (D.13) têm as seguintes propriedades:

$$T_{dq}^{-1} T_{dq} = I \quad (\text{D.14a})$$

$$T_{dq} T_{dq}^{-1} = I \quad (\text{D.14b})$$

# Apêndice E

## Publicações

- Marcelo Gradella Villalva, Thais Gama de Siqueira, Ernesto Ruppert Filho. “Voltage regulation of photovoltaic arrays: small-signal analysis and control design.” *IET Transactions on Power Electronics*, 2010.
- Marcelo Gradella Villalva, Jonas Rafael Gazoli, Ernesto Ruppert Filho. “Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays.” *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, p. 1198 - 1208, 2009.
- Marcelo Gradella Villalva, Thais Gama de Siqueira, Marcos Fernando Espíndola, Ernesto Ruppert Filho. “Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter for photovoltaic applications.” *Revista Controle & Automação, SBA*, 2010.
- Marcelo Gradella Villalva, Jonas Rafael Gazoli, Ernesto Ruppert Filho. “Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays.” *Revista Eletrônica de Potência, SOBRAEP (Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência), Brazilian Journal of Power Electronics*, v. 14, p. 35 - 45, 2009.
- Marcelo Gradella Villalva, Ernesto Ruppert Filho. “Dynamic analysis of the input-controlled buck-converter fed by a photovoltaic array.” *Revista Controle & Automação, SBA (Sociedade Brasileira de Automática), Brazilian Journal of Control and Automation*, vol. 19, no. 4, 2008.

- Nand Kishor, S. R. Mohanty, Marcelo Gradella Villalva, Ernesto Ruppert Filho. “Simulation of PV array output power for modified PV cell model.” *In: Proc. IEEE 3rd International Power and Energy Conference, PECON, 2010.*
- Marcelo Gradella Villalva, Ernesto Ruppert Filho. “Analysis and simulation of the P&O MPPT algorithm using a linearized photovoltaic array model.” *In: Proc. 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, p. 231-236, 2009.*
- Nand Kishor, S. R. Mohanty, Marcelo Gradella Villalva, Ernesto Ruppert. “Modeling of PV module with consideration of environmental factors.” *In: Proc. IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies Europe, Sweden, 2010.*
- Marcelo Gradella Villalva, Ernesto Ruppert Filho. “Input-controlled buck converter for photovoltaic applications: modeling and design.” *In: Proc. 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, PEMD, p. 505 - 509, York, UK, 2008.*
- Marcelo Gradella Villalva, Sergio Gradella Villalva, Rafael Lima e Silva, Thais Gama de Siqueira, Ernesto Ruppert Filho. “Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Empregando Inversor com Tecnologia Nacional e Análise Econômica da Energia Produzida.” *In: Proc. VIII Congresso Internacional de Geração Distribuída e Energia no Meio Rural, AGRENER, Campinas, 2010.*
- Marcelo Gradella Villalva, Ernesto Ruppert Filho. “Conversor Eletrônico de Potência para Geração Distribuída com Painéis Solares Fotovoltaicos.” *In: Anais do Encontro de Pesquisadores em Sistemas de Potência da UNICAMP, SISPOL, 2010.*
- Marcelo Gradella Villalva, Jonas Rafael Gazoli, Ernesto Ruppert Filho. “Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays.” *In: Proc. 10th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP, 2009.*
- Marcelo Gradella Villalva, Jonas Rafael Gazoli, Ernesto Ruppert Filho. “Analysis and simulation of the P&O MPPT algorithm using a linearized photovoltaic array model.” *In: Proc. 10th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP, 2009.*

- Marcelo Gradella Villalva, Jonas Rafael Gazoli, Ernesto Ruppert Filho. “Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter fed by a photovoltaic array.” *In: Proc. 10th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP, 2009.*
- Marcelo Gradella Villalva, Ernesto Ruppert Filho. “Modeling and design of a step-down dc-dc converter with input voltage control for photovoltaic applications.” *In: Proc. 17th Brazilian Conference on Automatic Control, CBA, Juiz de Fora, Brazil, 2008.*
- Marcelo Gradella Villalva, Ernesto Ruppert Filho. “Buck converter with variable input voltage for photovoltaic applications.” *In: Proc. 9th Brazilian Power Electronics Conference, COPEP, Blumenau, Brazil, 2007.*
- Marcio Massakiti Kubo, Marcelo Gradella Villalva, Fernando Pinhabel Marafão, Ernesto Ruppert Filho. “Análise e projeto de PLL de desempenho melhorado baseado em filtro passa-baixas Chebyshev inverso.” *In: Proc. 16th Brazilian Conference on Automatic Control, CBA, Salvador, Brazil, 2006.*

# Bibliografia

- [1] Hans Joachim Möller. *Semiconductors for Solar Cells*. Artech House, 1993. ISBN-13: 978-0890065747.
- [2] France Lasnier and Tony Gan Ang. *Photovoltaic Engineering Handbook*. Adam Hilger, 1990.
- [3] Atlas da energia elétrica no Brasil - ANEEL - 3a. edição, 2009. [http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/atlas\\_par2\\_cap5.pdf](http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/atlas_par2_cap5.pdf).
- [4] Atlas da energia elétrica no Brasil - ANEEL - 2a. edição, 2005. [http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia\\_Solar\(3\).pdf](http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia_Solar(3).pdf).
- [5] Denizar Cruz Martins. Novas perspectivas da energia solar fotovoltaica no brasil. *VIII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. COBEP*, 2005.
- [6] Gilberto de Martino Jannuzzi, Fabiana K. de O. M. Varela, and Rodolfo Dourado Maia Gomes. Sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica no Brasil: Panorama da atual legislação, Outubro 2009. <http://www.scribd.com/doc/26823983/RELATORIO-PROJETO-2a-FINAL-4>.
- [7] M.A. Green. Photovoltaics: coming of age. In *Photovoltaic Specialists Conference, 1990., Conference Record of the Twenty First IEEE*, pages 1–8 vol.1, 1990.
- [8] Alan L. Fahrenbruch and Richard H. Bube. *Fundamentals of Solar Cells*. Academic Press, 1983.
- [9] A. Guechi and M Chegaar. Effects of diffuse spectral illumination on microcrystalline solar cells. *Journal of Electron Devices*, 5:116–121, 2007.
- [10] Martin A. Green. Third generation photovoltaics: solar cells for 2020 and beyond. *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*, 14(1-2):65–70, April 2002.

- [11] Martin A. Green. Consolidation of thin-film photovoltaic technology: the coming decade of opportunity. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 14(5):383–392, 2006.
- [12] World record: 41.1 % efficiency reached for multi-junction solar cells at Fraunhofer ISE. <http://www.ise.fraunhofer.de/press-and-media/press-releases>, 2009.
- [13] Boeing Spectrolab terrestrial solar cell surpasses 40 percent efficiency. [http://www.boeing.com/news/releases/2006/q4/061206b\\_nr.html](http://www.boeing.com/news/releases/2006/q4/061206b_nr.html), 2006.
- [14] Paul A. Basore. Csg-1: Manufacturing a new polycrystalline silicon pv technology. In *Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on*, volume 2, pages 2089–2093, 2006.
- [15] Martin A. Green. Thin-film solar cells: review of materials, technologies and commercial status. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, 18:15–19, 2007. <http://www.springerlink.com/content/h15w02u2221h6303/>.
- [16] M.A. Green. Recent developments and future prospects for third generation and other advanced cells. In *Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on*, volume 1, pages 15–19, 2006.
- [17] B. Kippelen. Organic photovoltaics. In *Lasers and Electro-Optics, 2007. CLEO 2007. Conference on*, pages 1–2, 2007.
- [18] Alex C. Mayer, Shawn R. Scully, Brian E. Hardin, Michael W. Rowell, and Michael D. McGehee. Polymer-based solar cells. *Materials Today*, 10(11):28–33, 2007. <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6X1J-4PWDT21-J/2/92a510c1ee5583cd343d271c3d643ed5>.
- [19] Michael W. Rowell, Mark A. Topinka, Michael D. McGehee, Hans-Jurgen Prall, Gilles Dennler, Niyazi Serdar Sariciftci, Liangbing Hu, and George Gruner. Organic solar cells with carbon nanotube network electrodes. *Applied Physics Letters*, 88(23), 2006. <http://link.aip.org/link/?APPLAB/88/233506/1>.
- [20] Martin A. Green. Third generation photovoltaics: Assessment of progress over the last decade. In *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2009 34th IEEE*, pages 146–149, 2009. <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5411708>.

- [21] Takashi Hiyama<sup>b</sup>, Syafaruddina and Engin Karatepe. Feasibility of artificial neural network for maximum power point estimation of non crystalline-si photovoltaic modules. In *The 15th International Conference on Intelligent System Applications to Power Systems*, 2009. [http://www.isap-power.org/PDFs/Paper\\_85.pdf](http://www.isap-power.org/PDFs/Paper_85.pdf).
- [22] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith. *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, 2006.
- [23] Photovoltaic systems technology. Technical report, Universität Kassel, 2003. [http://www.re.e-technik.uni-kassel.de/photos/documents/29-SKRIPT\\_Photovoltaic.pdf](http://www.re.e-technik.uni-kassel.de/photos/documents/29-SKRIPT_Photovoltaic.pdf).
- [24] Luis Castañer and Santiago Silvestre. *Modeling Photovoltaic Systems Using PSpice*. Wiley, 2002.
- [25] Erick Karlsson. Introduction to photovoltaic by-pass diodes, MicroNOTE #304. *Micronotes, Microsemi*.
- [26] Jason Lai, Philip Krein, and Alex Levran. Power electronics for alternative energy, Professional education seminar, APEC. Volume I, Seminars 1-6, 2008.
- [27] Mihai Ciobotaru. Power converters for 1-phase systems. In *Power Converter and Control of Renewable Energy Systems, Tutorial 2, 37th Power Electronics Specialists Conference, PESC*, 2006.
- [28] Florin Iov. Power converters for 3-phase systems. In *Power Converter and Control of Renewable Energy Systems, Tutorial 2, 37th Power Electronics Specialists Conference, PESC*, 2006.
- [29] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, and F. Blaabjerg. Power inverter topologies for photovoltaic modules-a review. In *37th IAS Industry Applications Conference*, volume 2, pages 782–788 vol.2, 2002.
- [30] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, and F. Blaabjerg. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 41(5):1292–1306, 2005.
- [31] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V.G. Agelidis. Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - an overview. In *33rd IEEE Power Electronics Specialists Conference. PESC*, volume 4, pages 1995–2000, 2002.
- [32] F. Blaabjerg, F. Iov, R. Teodorescu, and Z. Chen. Power electronics in renewable energy systems. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, pages 1–17, 2006.

- [33] N. Femia, G. Lisi, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Distributed maximum power point tracking of photovoltaic arrays: Novel approach and system analysis. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55(7):2610–2621, 2008.
- [34] N. Femia, M. Fortunato, G. Lisi, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Guidelines for the optimization of the P&O technique in grid-connected double-stage photovoltaic systems. In *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, pages 2420–2425, 2007.
- [35] Christoph Panhuber. IEC and European inverter standards. [http://www1.eere.energy.gov/solar/pdfs/16\\_panhuber.pdf](http://www1.eere.energy.gov/solar/pdfs/16_panhuber.pdf), 2004.
- [36] Svein Erik Evju. Fundamentals of grid connected photo-voltaic power electronic converter design. Master’s thesis, Norwegian University of Science and Technology, 2007.
- [37] G.R. Walker and J.C. Pierce. Photovoltaic dc-dc module integrated converter for novel cascaded and bypass grid connection topologies - design and optimisation. In *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pages 1–7, 2006.
- [38] G.R. Walker and P.C. Sernia. Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 19(4):1130–1139, 2004.
- [39] G.R. Walker and P.C. Sernia. Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules. In *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, volume 1, pages 24–29 vol.1, 2002.
- [40] Weidong Xiao, N. Ozog, and W.G. Dunford. Topology study of photovoltaic interface for maximum power point tracking. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54(3):1696–1704, 2007.
- [41] E. Roman, R. Alonso, P. Ibanez, S. Elorduizapatarietxe, and D. Goitia. Intelligent pv module for grid-connected pv systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 53(4):1066–1073, June 2006.
- [42] J. Imhoff, G. F. Rodrigues, J. R. Pinheiro, and H. L. Hey. A stand-alone photovoltaic system based on dc-dc converters in a multi string configuration. In *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–10, September 2–5, 2007.



- [43] Qi Zhang, Xiangdong Sun, Yanru Zhong, and Mikihiro Matsui. A novel topology for solving the partial shading problem in photovoltaic power generation system. In *Proc. IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC '09*, pages 2130–2135, May 17–20, 2009.
- [44] E. Karatepe, T. Hiyama, M. Boztepe, and M. Colak. Power controller design for photovoltaic generation system under partially shaded insolation conditions. In *Proc. International Conference on Intelligent Systems Applications to Power Systems ISAP 2007*, pages 1–6, November 5–8, 2007.
- [45] DKE - German Commission for Electrical, Electronic & Information Technologies of DIN and VDE. List of standards, drafts and specifications specially developed for PV applications. <http://www.vde.com>, 2010.
- [46] Sandia National Laboratories. PV standards. <http://photovoltaics.sandia.gov/docs/pvstndrds.htm>.
- [47] Marco Liserre. Grid requirements to connect DPGS based on RES. [http://www.tf.uni-kiel.de/etit/LEA/dl-open/vl\\_liserre/liserre\\_lecture\\_3.pps](http://www.tf.uni-kiel.de/etit/LEA/dl-open/vl_liserre/liserre_lecture_3.pps).
- [48] IEEE 1547-2003 Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems. <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=8676>, 2003.
- [49] IEEE 1547.1-2005 Standard conformance test procedures for equipment interconnecting distributed resources with electric power systems. <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=9975>, 2005.
- [50] IEEE 1547.2-2008 Application guide for IEEE Std 1547, IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems. <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=4816076>, 2008.
- [51] IEEE 1547.3-2007 Guide for monitoring, information exchange, and control of distributed resources interconnected with electric power systems. <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=4432406>, 2007.
- [52] T. S. Basso and R. DeBlasio. Ieee 1547 series of standards: interconnection issues. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5):1159–1162, 2004. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2004.834000>.

- [53] IEEE 929-2000 Recommended practice for utility interface of photovoltaic (PV) systems. <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=6743>, 2000.
- [54] IEEE 1374-1998 Guide for terrestrial photovoltaic power system safety. <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=5834>, 1998.
- [55] IEEE 928-1986 Recommended criteria for terrestrial photovoltaic power systems. <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=2491>, 1986.
- [56] M. T. Elhagry, A. A. T. Elkousy, M. B. Saleh, T. F. Elshatter, and E. M. Abou-Elzahab. Fuzzy modeling of photovoltaic panel equivalent circuit. In *Proc. 40th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, volume 1, pages 60–63, August 1997.
- [57] Th. F. Elshatter, M. T. Elhagry, E. M. Abou-Elzahab, and A. A. T. Elkousy. Fuzzy modeling of photovoltaic panel equivalent circuit. In *Conference Record of the 28th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pages 1656–1659, 2000.
- [58] M. Balzani and A. Reatti. Neural network based model of a PV array for the optimum performance of PV system. In *Proc. PhD Research in Microelectronics and Electronics*, volume 2, pages 123–126, 2005.
- [59] H. Mekki, A. Mellit, H. Salhi, and B. Khaled. Modeling and simulation of photovoltaic panel based on artificial neural networks and VHDL-language. In *Proc. 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS*, pages 58–61, 2007.
- [60] K. Khouzam, C. Khoon Ly, C. and Koh, and Poo Yong Ng. Simulation and real-time modelling of space photovoltaic systems. In *IEEE 1st World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 24th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, volume 2, pages 2038–2041, 1994.
- [61] H. S. Rauschenbach. *Solar Cell Array Design Handbook*. Van Nostrand Reinhold, 1980.
- [62] I. Caluianu, G. Notton, I. Colda, S. Caluianu, and A. Damian. Photovoltaic energy generation under partially shading conditions. In *Proc. 8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems. Electric Drives Joint Symposium ELECTROMOTION 2009*, pages 1–6, July 1–3, 2009.

- [63] J. A. Gow and C. D. Manning. Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 146(2):193–200, 1999.
- [64] J. A. Gow and C. D. Manning. Development of a model for photovoltaic arrays suitable for use in simulation studies of solar energy conversion systems. In *Proc. 6th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, pages 69–74, 1996.
- [65] N. Pongratananukul and T. Kasparis. Tool for automated simulation of solar arrays using general-purpose simulators. In *Proc. IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, pages 10–14, 2004.
- [66] S. Chowdhury, G. A. Taylor, S. P. Chowdhury, A. K. Saha, and Y. H. Song. Modelling, simulation and performance analysis of a PV array in an embedded environment. In *Proc. 42nd International Universities Power Engineering Conference, UPEC*, pages 781–785, 2007.
- [67] J. Hyvarinen and J. Karila. New analysis method for crystalline silicon cells. In *Proc. 3rd World Conference on Photovoltaic Energy Conversion*, volume 2, pages 1521–1524, 2003.
- [68] Kensuke Nishioka, Nobuhiro Sakitani, Yukiharu Uraoka, and Takashi Fuyuki. Analysis of multicrystalline silicon solar cells by modified 3-diode equivalent circuit model taking leakage current through periphery into consideration. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 91(13):1222–1227, 2007.
- [69] C. Carrero, J. Amador, and S. Arnaltes. A single procedure for helping PV designers to select silicon PV module and evaluate the loss resistances. *Renewable Energy*, 2007.
- [70] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, and V. Tzitzilonis. Development of a FPGA-based system for real-time simulation of photovoltaic modules. *Microelectronics Journal*, 2008.
- [71] G. E. Ahmad, H. M. S. Hussein, and H. H. El-Ghetany. Theoretical analysis and experimental verification of PV modules. *Renewable Energy*, 28(8):1159–1168, 2003.
- [72] Geoff Walker. Evaluating MPPT converter topologies using a matlab PV model. *Journal of Electrical & Electronics Engineering, Australia*, 21(1), 2001.

- [73] M. Veerachary. PSIM circuit-oriented simulator model for the nonlinear photovoltaic sources. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 42(2):735–740, April 2006.
- [74] Ali Naci Celik and Nasir Acikgoz. Modelling and experimental verification of the operating current of mono-crystalline photovoltaic modules using four- and five-parameter models. *Applied Energy*, 84(1):1–15, January 2007.
- [75] Yeong-Chau Kuo, Tsorng-Juu Liang, and Jiann-Fuh Chen. Novel maximum-power-point-tracking controller for photovoltaic energy conversion system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(3):594–601, June 2001.
- [76] Shengyi Liu and R. A. Dougal. Dynamic multiphysics model for solar array. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 17(2):285–294, 2002.
- [77] Weidong Xiao, W. G. Dunford, and A. Capel. A novel modeling method for photovoltaic cells. In *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC*, volume 3, pages 1950–1956, 2004.
- [78] Y. Yusof, S. H. Sayuti, M. Abdul Latif, and M. Z. C. Wanik. Modeling and simulation of maximum power point tracker for photovoltaic system. In *Proc. National Power and Energy Conference, PEECon*, pages 88–93, 2004.
- [79] D. Sera, R. Teodorescu, and P. Rodriguez. PV panel model based on datasheet values. In *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*, pages 2392–2396, 2007.
- [80] M. A. Vitorino, L. V. Hartmann, A. M. N. Lima, and M. B. R. Correa. Using the model of the solar cell for determining the maximum power point of photovoltaic systems. In *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–10, 2007.
- [81] D. Dondi, D. Brunelli, L. Benini, P. Pavan, A. Bertacchini, and L. Larcher. Photovoltaic cell modeling for solar energy powered sensor networks. In *Proc. 2nd International Workshop on Advances in Sensors and Interface, IWASI*, pages 1–6, 2007.
- [82] H. Patel and V. Agarwal. Maximum power point tracking scheme for pv systems operating under partially shaded conditions. 55(4):1689–1698, April 2008.

- [83] Wang Yi-Bo, Wu Chun-Sheng, Liao Hua, and Xu Hong-Hua. Steady-state model and power flow analysis of grid-connected photovoltaic power system. In *Proc. IEEE International Conference on Industrial Technology ICIT 2008*, pages 1–6, 2008.
- [84] K. Chakrabarty and S. N. Singh. Depletion layer resistance and its effect on i-v characteristics of fully- and partially-illuminated silicon solar cells. *Solid-State Electronics*, 39(4):577–581, April 1996.
- [85] Priyanka, Mohan Lal, and S.N. Singh. A new method of determination of series and shunt resistances of silicon solar cells. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 91(2-3):137–142, January 2007.
- [86] Priyanka Singh, S.N. Singh, M. Lal, and M. Husain. Temperature dependence of i-v characteristics and performance parameters of silicon solar cell. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 92(12):1611–1616, December 2008.
- [87] M. C. Glass. Improved solar array power point model with SPICE realization. In *Proc. 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, IECEC*, volume 1, pages 286–291, August 1996.
- [88] I. H. Altas and A. M. Sharaf. A photovoltaic array simulation model for matlab-simulink GUI environment. In *Proc. International Conference on Clean Electrical Power ,ICCEP*, pages 341–345, 2007.
- [89] E. Matagne, R. Chenni, and R. El Bachtiri. A photovoltaic cell model based on nominal data only. In *Proc. International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG*, pages 562–565, 2007.
- [90] Yun Tiam Tan, D. S. Kirschen, and N. Jenkins. A model of PV generation suitable for stability analysis. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19(4):748–755, 2004.
- [91] A. Kajihara and A. T. Harakawa. Model of photovoltaic cell circuits under partial shading. In *Proc. IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT*, pages 866–870, 2005.
- [92] N. D. Benavides and P. L. Chapman. Modeling the effect of voltage ripple on the power output of photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(7):2638–2643, 2008.

- [93] W. De Soto, S. A. Klein, and W. A. Beckman. Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance. *Solar Energy*, 80(1):78–88, January 2006.
- [94] Q. Kou, S. A. Klein, and W. A. Beckman. A method for estimating the long-term performance of direct-coupled PV pumping systems. *Solar Energy*, 64(1-3):33–40, September 1998.
- [95] A. Driesse, S. Harrison, and P. Jain. Evaluating the effectiveness of maximum power point tracking methods in photovoltaic power systems using array performance models. In *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, pages 145–151, 2007.
- [96] R. A. Messenger and J. Ventre. *Photovoltaic Systems Engineering*. CRC Press, 2004.
- [97] F. Nakanishi, T. Ikegami, K. Ebihara, S. Kuriyama, and Y. Shiota. Modeling and operation of a 10 kW photovoltaic power generator using equivalent electric circuit method. In *Conference Record of the 28th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pages 1703–1706, September 2000.
- [98] J. Crispim, M. Carreira, and R. Castro. Validation of photovoltaic electrical models against manufacturers data and experimental results. In *Proc. International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG*, pages 556–561, 2007.
- [99] K.H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. In *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, volume 142, pages 59–64, January 1995.
- [100] E. I. Ortiz-Rivera and F. Z. Peng. Analytical model for a photovoltaic module using the electrical characteristics provided by the manufacturer data sheet. In *Proc. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC*, pages 2087–2091, 2005.
- [101] Kyocera. KC200GT high efficiency multicrystal photovoltaic module datasheet.
- [102] R. C. Campbell. A circuit-based photovoltaic array model for power system studies. In *Proc. 39th North American Power Symposium, NAPS*, pages 97–101, 2007.
- [103] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. Ruppert F. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(5):1198–1208, 2009.

- [104] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. Ruppert F. Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays. *Revista Eletrônica de Potência (SOBRAEP), Brazilian Journal of Power Electronics*, 2009.
- [105] Roland Bruendlinger, Benoît Bletterie, Matthias Milde, and Henk Oldenkamp. Maximum power point tracking performance under partially shaded PV array conditions. 2006.
- [106] S. Silvestre and A. Chouder. Shading effects in characteristic parameters of pv modules. In *Proc. Spanish Conference on Electron Devices*, pages 116–118, January 2007.
- [107] Achim Woyte, Johan Nijs, and Ronnie Belmans. Partial shadowing of photovoltaic arrays with different system configurations: literature review and field test results. *Solar Energy*, 74(3):217–233, 2003.
- [108] C. Lashway. Photovoltaic system testing techniques and results. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, 3(3):503–506, September 1988.
- [109] G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Analytical model of mismatched photovoltaic fields by means of lambert w-function. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 91(18):1652–1657, November 2007.
- [110] Young-Hyok Ji, Jun-Gu Kim, Sang-Hoon Park, Jae-Hyung Kim, and Chung-Yuen Won. C-language based pv array simulation technique considering effects of partial shading. In *Proc. IEEE International Conference on Industrial Technology ICIT 2009*, pages 1–6, February 10–13, 2009.
- [111] V. Quaschnig and R. Hanitsch. Numerical simulation of photovoltaic generators with shaded cells. *30th Universities Power Engineering Conference, Greenwich*, pages 583–586, 1995.
- [112] V. Quaschnig and R. Hanitsch. Influence of shading on electrical parameters of solar cells. In *Photovoltaic Specialists Conference, 1996., Conference Record of the Twenty Fifth IEEE*, pages 1287–1290, 1996.
- [113] H. S. Rauschenbach. Electrical output of shadowed solar arrays. 18(8):483–490, August 1971.
- [114] D. D. Nguyen and B. Lehman. Modeling and simulation of solar pv arrays under changing illumination conditions. In *Proc. IEEE Workshops on Computers in Power Electronics COMPEL '06*, pages 295–299, July 16–19, 2006.

- [115] F. M. A. Ghali, F. A. Syam, and M. M. Abdelaziz. Analysis of interconnected configuration in pv arrays under fault condition. In *Proc. 46th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems MWSCAS '03*, volume 3, pages 1095–1099, December 27–30, 2003.
- [116] D. D. Nguyen, B. Lehman, and S. Kamarthi. Performance evaluation of solar photovoltaic arrays including shadow effects using neural network. In *Proc. ECCE Energy Conversion Congress and Exposition IEEE*, pages 3357–3362, September 20–24, 2009.
- [117] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Optimizing duty-cycle perturbation of P&O MPPT technique. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 3, pages 1939–1944 Vol.3, 2004.
- [118] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Optimizing sampling rate of P&O MPPT technique. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 3, pages 1945–1949 Vol.3, 2004.
- [119] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, and N.C. Voulgaris. Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(1):46–54, 2001.
- [120] A. S. Kislovski. Dynamic behavior of a constant-frequency buck converter power cell in a photovoltaic battery charger with a maximum power tracker. *5th Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC*, 1990.
- [121] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. Ruppert F. Analysis and simulation of the P&O MPPT algorithm using a linearized photovoltaic array model. In *10th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP*, 2009.
- [122] M. G. Villalva and E. Ruppert F. Input-controlled buck converter for photovoltaic applications: modeling and design. In *4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives. PEMD*, pages 505–509, 2008.
- [123] M. G. Villalva and E. Ruppert F. Dynamic analysis of the input-controlled buck converter fed by a photovoltaic array. *Revista Controle & Automação - Sociedade Brasileira de Automática, Brazilian Journal of Control and Automation*, 19(4):463–474, 2008.



- [124] M. G. Villalva and E. Ruppert F. Buck converter with variable input voltage for photovoltaic applications. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)*, 2007.
- [125] M. G. Villalva and E. F. Ruppert. Input-controlled buck converter for photovoltaic applications: Modeling and design. In *Proc. 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives PEMD 2008*, pages 505–509, April 2–4, 2008.
- [126] M. G. Villalva and E. Ruppert. Voltage regulation of photovoltaic arrays - small-signal analysis and control. *IET Transactions on Power Electronics*, 2010.
- [127] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho. Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter fed by a photovoltaic array. In *Proc. Brazilian Power Electronics Conference COBEP '09*, pages 202–210, September 2009.
- [128] M. G. Villalva and E. Ruppert. Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter for photovoltaic applications. *Controle e Automação, SBA, Brazilian Journal of Control and Automation*, 2010.
- [129] Weidong Xiao, W.G. Dunford, P.R. Palmer, and A. Capel. Regulation of photovoltaic voltage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(3):1365–1374, 2007.
- [130] Slobodan Cuk and R. D. Middlebrook. Modeling, analysis and design of switching converters. Technical report, California Institute of Technology.
- [131] R.D. Middlebrook. Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converters. *Proceedings of the IEEE*, 76(4):343–354, April 1988.
- [132] R. D. Middlebrook and S. Cuk. A general unified approach to modelling switching converter power stage. In *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 18–34, 1976.
- [133] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [134] Abraham I. Pressman. *Switching Power Supply Design*. McGraw-Hill, 1997.

- [135] Ye Zhihao and Wu Xiaobo. Compensation loop design of a photovoltaic system based on constant voltage MPPT. In *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*, pages 1–4, 27–31 March 2009.
- [136] M. C. Cavalcanti, K. C. Oliveira, G. M. S. Azevedo, and F. A. S. Neves. Comparative study of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems. *Revista Eletrônica de Potência, SOBRAEP*, 12(2):163–171, 2007.
- [137] T. Esum and P.L. Chapman. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *Energy Conversion, IEEE Transactions on* DOI - 10.1109/TEC.2006.874230, 22(2):439–449, 2007.
- [138] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 20(4):963–973, 2005.
- [139] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Increasing the efficiency of P&O MPPT by converter dynamic matching. In *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on*, volume 2, pages 1017–1021 vol. 2, 2004.
- [140] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Perturb and observe MPPT technique robustness improved. In *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on*, volume 2, pages 845–850 vol. 2, 2004.
- [141] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Increasing the efficiency of P&O MPPT by converter dynamic matching. In *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on*, volume 2, pages 1017–1021 vol. 2, 2004.
- [142] B. Bekker and H.J. Beukes. Finding an optimal pv panel maximum power point tracking method. In *AFRICON, 2004. 7th AFRICON Conference in Africa* DOI - 10.1109/AFRICON.2004.1406864, volume 2, pages 1125–1129 Vol.2, 2004.
- [143] T. Noguchi, S. Togashi, and R. Nakamoto. Short-current pulse-based maximum-power-point tracking method for multiple photovoltaic-and-converter module system. 49(1):217–223, February 2002.

- [144] T. Noguchi, S. Togashi, and R. Nakamoto. Short-current pulse based adaptive maximum-power-point tracking for photovoltaic power generation system. In *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2000*, volume 1, pages 157–162, December 4–8, 2000.
- [145] Syafaruddin, E. Karatepe, and T. Hiyama. Artificial neural network-polar coordinated fuzzy controller based maximum power point tracking control under partially shaded conditions. *IET Renewable Power Generation*, 3(2):239–253, June 2009.
- [146] M. Miyatake, F. Toriumi, T. Endo, and N. Fujii. A novel maximum power point tracker controlling several converters connected to photovoltaic arrays with particle swarm optimization technique. In *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–10, September 2–5, 2007.
- [147] M. Miyatake, T. Inada, I. Hiratsuka, Hongyan Zhao, H. Otsuka, and M. Nakano. Control characteristics of a fibonacci-search-based maximum power point tracker when a photovoltaic array is partially shaded. In *Proc. 4th International Power Electronics and Motion Control Conference IPERC 2004*, volume 2, pages 816–821, August 14–16, 2004.
- [148] G. Spiazzi, S. Buso, and P. Mattavelli. Analysis of mppt algorithms for photovoltaic panels based on ripple correlation techniques in presence of parasitic components. In *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian DOI - 10.1109/COBEP.2009.5347738*, pages 88–95, 2009.
- [149] T. Esum, J.W. Kimball, P.T. Krein, P.L. Chapman, and P. Midya. Dynamic maximum power point tracking of photovoltaic arrays using ripple correlation control. *Power Electronics, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TPEL.2006.880242*, 21(5):1282–1291, 2006.
- [150] J.W. Kimball and P.T. Krein. Digital ripple correlation control for photovoltaic applications. In *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE DOI - 10.1109/PESC.2007.4342252*, pages 1690–1694, 2007.
- [151] J.W. Kimball and P.T. Krein. Discrete-time ripple correlation control for maximum power point tracking. *Power Electronics, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TPEL.2008.2001913*, 23(5):2353–2362, 2008.

- [152] Chihchiang Hua, Jongrong Lin, and Chihming Shen. Implementation of a dsp-controlled photovoltaic system with peak power tracking. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 45(1):99–107, 1998.
- [153] X. Liu and L.A.C. Lopes. An improved perturbation and observation maximum power point tracking algorithm for pv arrays. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 3, pages 2005–2010 Vol.3, 2004.
- [154] A. Abete, E. Barbisio, F. Cane, and P. Demartini. Analysis of photovoltaic modules with protection diodes in presence of mismatching. In *Conference Record of the Twenty First IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pages 1005–1010, May 21–25, 1990.
- [155] Lijun Gao, Roger A. Dougal, Shengyi Liu, and Albena Jotova. Portable solar systems using a step-up power converter with a fast-speed mppt and a parallel-configured solar panel to address rapidly changing illumination. In *Proc. APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference*, pages 520–523, February 2007.
- [156] K. Kobayashi, I. Takano, and Y. Sawada. A study on a two stage maximum power point tracking control of a photovoltaic system under partially shaded insolation conditions. In *Proc. IEEE Power Engineering Society General Meeting*, volume 4, July 13–17, 2003.
- [157] G. Carannante, C. Fraddanno, M. Pagano, and L. Piegari. Experimental performance of mppt algorithm for photovoltaic sources subject to inhomogeneous insolation. 56(11):4374–4380, November 2009.
- [158] R. Alonso, P. Ibaez, V. Martinez, E. Roman, and A. Sanz. An innovative perturb, observe and check algorithm for partially shaded pv systems. In *Proc. 13th European Conference on Power Electronics and Applications EPE '09*, pages 1–8, September 8–10, 2009.
- [159] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli. Comparison of current control techniques for active filter applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 45(5):722–729, 1998.
- [160] M.P. Kazmierkowski and L. Malesani. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 45(5):691–703, 1998.

- [161] M.P. Kazmierkowski and M.A. Dzieniakowski. Review of current regulation techniques for three-phase pwm inverters. In *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on*, volume 1, pages 567–575 vol.1, 1994.
- [162] M.P. Kazmierkowski. Control strategies for pwm rectifier/inverter-fed induction motors. In *Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on*, volume 1, pages TU15–TU23 vol.1, 2000.
- [163] M.P. Kazmierkowski and M.A. Dzieniakowski. Review of current regulation methods for vs-pwm inverters. In *Industrial Electronics, 1993. Conference Proceedings, ISIE'93 - Budapest., IEEE International Symposium on*, pages 448–456, 1993.
- [164] D. M. Brod and D. W. Novotny. Current control of vsi-pwm inverters. *IEEE Transactions*, 1A(21)(21):562–570, 1985.
- [165] L. Norum, W. Sulkowski, and L.A. Aga. Compact realisation of pwm-vsi current controller for pmsm drive application using low cost standard microcontroller. In *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, pages 680–685 vol.1, 1992.
- [166] Colin D. Schauder and Roy Caddy. Current control of voltage-source inverters for fast four-quadrant drive performance. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-18(2):163–171, 1982.
- [167] R. Dhaouadi and N. Mohan. Analysis of current-regulated voltage-source inverters for permanent magnet synchronous motor drives in normal and extended speed ranges. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 5(1):137–144, 1990.
- [168] Timothy M. Rowan and Russel J. Kerkman. A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated pwm inverters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-22(4):678–690, 1986.
- [169] S. Buso and P. Mattavelli. *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [170] Robinson F. de Camargo, Fernando Botterón, Marcelo Hey Duarte, Jéferson Marques, and Humberto Pinheiro. Análise e implementação de retificadores pwm trifásicos com resposta

de tempo mínimo utilizando desacoplamento por retroação de estados. *Revista Controle & Automação/Vol.16 no.4/Outubro, Novembro e Dezembro 2005*, 16(4):503–513, 2005.

- [171] F. Briz, M.W. Degner, and R.D. Lorenz. Analysis and design of current regulators using complex vectors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 36(3):817–825, 2000.
- [172] M. Milosevic, G. Andersson, and S. Grabic. Decoupling current control and maximum power point control in small power network with photovoltaic source. In *Power Systems Conference and Exposition, 2006. PSCE '06. 2006 IEEE PES*, pages 1005–1011, 2006.
- [173] Mirjana Milosevic. Decoupling control of d and q current components in three-phase voltage source inverter.
- [174] M. Prodanovic and T.C. Green. Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(1):373–380, 2003.
- [175] D.N. Zmood, D.G. Holmes, and G.H. Bode. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 37(2):601–610, 2001.
- [176] D.N. Zmood, D.G. Holmes, and G. Bode. Frequency domain analysis of three phase linear current regulators. In *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, volume 2, pages 818–825 vol.2, 1999.
- [177] Erika Twining and D.G. Holmes. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an lcl input filter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(3):888–895, May 2003.
- [178] E. Twining and D.G. Holmes. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an lcl input filter. In *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, volume 3, pages 1189–1194 vol.3, 23-27 June 2002.
- [179] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, and T. Kataoka. A new control strategy for voltage-type pwm rectifiers to realize zero steady-state control error in input current. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 34(3):480–486, 1998.
- [180] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P.C. Loh. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings - DOI* -, 153(5):750–762, 2006.

- [181] D.N. Zmood and D.G. Holmes. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(3):814–822, 2003.
- [182] F. P. Marafão, S. M. Deckmann, J. A. Pomilio, and R. Q. Machado. Metodologia de projeto e análise de algoritmos de sincronismo PLL. *Revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP), Brazilian Journal of Power Electronics*, 10(1), 2005.
- [183] M. M. Kubo, M. G. Villalva, F. P. Marafão, and E. Ruppert F. Análise e projeto de PLL de desempenho melhorado baseado em filtro passa-baixas chebyshev inverso. In *16th Brazilian Conference on Automatic Control, CBA*, 2006.
- [184] F. P. Marafão, S. M. Deckmann, J. A. Pomilio, and R. Q. Machado. A software-based PLL model: Analysis and applications. In *Congresso Brasileiro de Automática, CBA, Brazilian Conference of Control and Automation*, 2004.
- [185] Fernando Pinhabel Marafão. *Análise e Controle da Energia Elétrica através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais*. PhD thesis, Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC), 2004. <http://libdigi.unicamp.br/document/?code=vtls000342404>.
- [186] Jin Wang, Fang Z. Peng, Joel Anderson, Alan Joseph, and Ryan Buffenbarger. A new low cost inverter system for 5 kW fuel cell. In *2003 Fuel Cell Seminar - Special Session on Fuel Cell Power Conditioning and International Future Energy Challenge*, 2003.
- [187] Jinhee Lee, Jinsang Jo, Sewan Choi, and Soobin Han. A 10 kW SOFC-low voltage battery hybrid power processing unit for residential use. In *2003 Fuel Cell Seminar - Special Session on Fuel Cell Power Conditioning and International Future Energy Challenge*, 2003.
- [188] T. P. Bohn and R. D. Lorenz. A low-cost inverter for domestic fuel cell applications. In *Proc. Fuel Cell Seminar, Special Session on Fuel Cell Power Conditioning and Future Energy Challenge*,, pages 41–48, 2003.
- [189] K. C. A de Souza, R. F. Coelho, and D. C. Martins. Proposta de um sistema fotovoltaico de dois estágios conectado à rede elétrica comercial. *Revista Eletrônica de Potência (SOBRAEP), Brazilian Journal of Power Electronics*, 12(2):129–136, 2007.

- [190] Xu Xiaofeng. Small-signal model for current mode control full-bridge phase-shifted zvs converter. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International*, volume 1, pages 514–518 vol.1, 2000.
- [191] M. Mohr and F.-W. Fuchs. Voltage fed and current fed full bridge converter for the use in three phase grid connected fuel cell systems. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*, volume 1, pages 1–7, 2006.
- [192] Dan Burger, Eric Dougan, Joe Oberle, and Sean Periyathamby. Dc/dc converter - senior project final report, 2004. <http://ece.uakron.edu/SDmaterial/fall2003/SDteam7.pdf>.
- [193] M. G. Villalva and E Ruppert F. 3-D space vector PWM for three-leg four-wire voltage source inverters. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 5, pages 3946–3951 Vol.5, 2004.
- [194] Yu Chin Qin, Ned Mohan, Rick West, and Russell Bonn. Sand2002-1535 status and needs of power electronics for photovoltaic inverters. Technical report, Sandia National Laboratories, 2002.
- [195] Folhas de dados dos painéis solares MSX60 e MSX64, 1998. <http://www.californiasolarcenter.org/newssh/pdfs/Solarex-MSX64.pdf>.
- [196] Q-Cells. Folha de dados da célula monocristalina Q6LM. <http://www.q-cells.com>.
- [197] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Addison Wesley, 1995.
- [198] Norman S. Nise. *Control Systems Engineering*. Wiley, 2004.
- [199] Charles L. Phillips and Royce D. Harbor. *Feedback Control Systems*. Prentice Hall, 1996.
- [200] A. V. Oppenheim and R.W. Schafer. *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall, 1989.